А. И. ВАЖНОВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования РСФСР в качестве учебника для энергетических и электротехнических вузов и факультетов



«ЭНЕРГИЯ» Ленинградское отделение 1969

.

УДК 621.313 6П2.12 B12

Важнов А. И.

В 12 Электрические машины. Л. «Энергия» 1968.

768 с. с рис.

В книге описываются элементы конструкции и излагаются основы теории электрических машин переменного и постоянного тока: принципы пействия, уравнения, а также рабочие свойства электрических машин. Наиболее важные для энергетики машины переменного тока рассматриваются в условиях не только установившихся, но и переходных рекимов. Помимо машин нормального исполнения, представлены машины специального назначения. Книга в основном является общим курсом электрических машин и предназвачается для студентов электроэнергетических специальностей вузов. Вместе с тем она может быть полезной для инженеров-электриков, работающих в области энергетики.

3-3-10

6**Π**2,12

135-68

Книга предназначена для студентов электроэнергетических специальностей вузов; это наложило свой отпечаток на характер изложения материала и его подбор. Так, значительно сокращены те разделы теории электрических машин, которые представляют интерес с точки зрения их расчета, проектирования и производства и являются важными для электромашиностроительной специальности. Это - вопросы, касающиеся теории обмоток машин, расчета магнитных полей, электродвижущих сил и индуктивностей обмоток. Напротив, более подробно дано изложение параметров машин, режимных вопросов, переходных процессов, несимметричных режимов работы. По той же причине сжато изложена теория машин постоянного тока, совсем опущено описание коллекторных машин переменного тока, а главное внимание уделено синхронным машинам и трансформаторам. Из машин специального назначения рассматриваются лишь те, которые представляют наибольший интерес для энергетиков.

Автором принята последовательность описания различных видов машин, по его мнению, наиболее удобная для энергетиков, а именно: трансформаторы, асинхронные машины, синхронные машины и машины постоянного тока. Теории отдельных видов машин предпослан раздел, в котором рассматриваются некоторые общие вопросы: обмотки машин, магнитные поля и электродвижущие силы, индуктируемые ими, и т. д. Это позволило, с одной стороны, сократить объем книги, а с другой сделать более удобным изучение теории отдельных электрических машин. Для энергетиков материал общего раздела является вспомогательным, поэтому он может быть использован в той мере, в какой это необходимо для понимания остальной теории машин.

Переходные процессы рассмотрены в основном в конце книги. Наиболее существенное значение они имеют для синхронных машин. Поэтому была сделана попытка провести их исследование на базе дифференциальных уравнений Парка — Горева; это усложнение в настоящее время оправдано. Автор стремился изложить вопросы переходных процессов с наибольшими возможными упрощениями.

3

Рабочие свойства машин рассматривались в необходимых случаях с учетом влияния электрической сети, элементами которой эти машины являются.

В книге широко применена система относительных единиц, используемая в расчетной практике.

Список литературы содержит лишь весьма ограниченное количество источников, которые могут быть полезны при изучении теории электрических машин.

По просьбе автора § 2-10 написан канд. техн. наук Г. С. Важновой, а § 14-1 — канд. техн. наук, доц. Б. М. Рябовым.

Автор выражает искреннюю благодарность сотрудникам кафедры электрических машин ЛПИ за внимательный просмотр рукописи, рецензентам — проф. М. И. Алябьеву, доц. И. Т. Талышинскому, кандидатам техн. наук В. В. Титову и Г. М. Хуторецкому, а также научному редактору канд. техн. наук И. А. Гордону за ценные указания, способствовавшие улучшению рукописи.

Кроме того, автор приносит благодарность доц. М. В. Латманизову, инженерам Н. А. Солдатенковой и Н. Н. Чернышеву за помощь, оказанную при оформлении рукописи.

Автор

Производственная деятельность человека немыслима в настоящее зремя без применения в самых крупных масштабах электрической энерчи. Широкое использование электрической энергии обусловлено замечаельными свойствами ее: она удобно передается на достаточно большие расстояния от мест производства к потребителям и легко распределяется нежду ними, сравнительно просто преобразуется в другие виды энергии например, в механическую и тепловую) с относительно малыми потерями гри таком преобразовании. Одним из ценных свойств электрической энерии является хорошая управляемость. Поэтому она нашла применение к качестве промежуточного звена даже в тех установках, где требуется регулирование неэлектрических величин. Так, в тепловозах при передаче неханической энергии от дизельного двигателя к ведущим колесам испольуется промежуточный регулируемый преобразователь энергии — электический генератор и двигатель.

Наконец, свойства электрического и магнитного полей непосредственно используются при создании электротехнологических установок, различюго рода устройств, машин и приборов.

Неуклонный рост потребления электрической энергии служит постояным стимулом к увеличению ее производства. Так, за последние десять лет СССР выработка электрической энергии увеличилась в 3,5 раза и в 967 г. составила около 590 млрд. квт.ч.

В настоящее время электрическая энергия в больших количествах ырабатывается с помощью электрических машин — генераторов, котоые являются преобразователями механической энергии в электрическую. В принципе такое преобразование может быть осуществлено посредством порядоченного движения электрических зарядов в магнитном или электическом полях. Однако с технической точки зрения для получения начительных количеств электрической энергии целесообразно испольовать только магнитное поле. Поэтому в основе работы современных енераторов лежит движение проводящей среды в магнитном поле.

Большая часть (примерно 80%) электрической энергии производится а тепловых электростанциях в результате энергетических преобразоваий, схематически показанных на рис. В-1. Источником энергии на теплоых станциях служит химическое топливо, которое первоначально пребразуется в тепло. Затем тепловая энергия переходит в турбине в мехаическую, и только после этого наступает последняя стадия преобразоваия энергии в электрическом генераторе. Такое многократное преобразоание энергии имеет место и на атомных электростанциях. Разница по



станиии.

сравнению с указанной выше схемой работы тепловой станции состоя лишь в том, что вместо химического топлива используется ядерное то ливо.

Наибольшие потери при энергетическом преобразовании, как види из рис. В-1, возникают в турбине. Коэффициент полезного действи (к. п. д.) тепловой станции определяется в первую очередь величино к. п. д. турбины, теоретическое значение которого зависит лишь от ма симальной и минимальной температур рабочего тела (пара). Увеличени к. п. д., таким образом, связано с повышением температуры пара. Н на этом пути уже достигнут предел, который обусловлен тем, что материа вращающейся части турбины работает не только в условиях значительны температур, но и больших механических усилий.

К. п. д. современной тепловой станции не превышает примерно 40% Поэтому для того чтобы существенно увеличить к. п. д. при получени электрической энергии, необходимо уменьшить количество энергетич ских преобразований. В настоящее время ведутся большие работы в н правлении непосредственного получения электрической энергии. На большие результаты достигнуты в области непосредственного преобраз вания химической и тепловой энергии в электрическую. Правда, пе спективы непосредственного использования химической энергии с помощь так называемых топливных элементов для целей большой энергетики пом еще неясны из-за экономических соображений. По некоторым расчетах для успешного применения топливных элементов в энергетике необходим повысить примерно в 3 раза их удельную мощность и в 15 раз срок служби достигнутые в настоящее время. Вместе с тем следует отметить, что к. п. топливных элементов может доходить до 65—70%. Обширные исследования проводятся по магнитогидродинамическому методу непосредственного преобразования тепла в электрическую энергию с использованием низкотемпературной плазмы. Сущность этого метода состоит в следующем. Как известно, газ, нагретый до достаточно высокой температуры (порядка 2500° С), ионизируется и переходит в новое состояние, называемое плазмой. Плазма имеет значительную электропроводность. Поэтому при пропускании ее с большой скоростью у через магнитное поле В образуется электрический ток, направленный перпендикулярно векторам у и В.

Устройство, представляющее собой канал с расположенными вокруг него электромагнитами для создания поля и электродами для отвода тока, позволяет реализовать описанный процесс генерирования электрической энергии. Его называют плазменным или магнитогидродинамическим (МГД) генератором. Электропроводность газа при снижении температуры примерно до 2000°С уменьшается настолько, что его использование в МГД-генераторе становится неэффективным. В связи с этим экономически целесообразно МГД-генератор дополобычной тепловой установкой для получения электроэнергии нить (рис. В-1), которая использует тепло газов, выходящих из плазменного генератора. К. п. д. подобной комбинированной установки может составлять около 50%, т. е. на 10% выше, чем на обычных тепловых электростанциях. По-видимому, МГД-генераторы, работающие на химическом гопливе, раньше всего могут быть применены для получения значительзых электрических мощностей (порядка до 10⁴ — 10⁶ квт) в течение отноительно короткого промежутка времени (несколько секунд, минут или цаже часов). Такие МГД-генераторы могли бы служить источником энерчии для больших аэродинамических труб, мощных ускорителей и в ряде гругих установок. Источником плазмы для весьма мощных МГД-генерагоров может служить ракетный двигатель. Ведутся работы по использозанию ядерных реакторов в качестве источников тепла для МГД-генераюров. Предстоит решить еще немало проблем, связанных с созданием кономичных МГД-генераторов. Мощные электростанции с плазменными енераторами будут введены в действие, по-видимому, только в 70-х годах.

Таким образом, в качестве генераторов электрической энергии еще з течение длительного времени будут использоваться обычные, существуюцие в настоящее время типы электрических машин.

Большое распространение получила электрическая машина и в качестве вигателя, способного совершать механическую работу. Применение лектрического двигателя в промышленности, т. е. создание электричекого привода для рабочих механизмов, позволило прежде всего разрелить трудности, возникающие при механическом распределении энергии тежду потребителями, особенно в цехах большой протяженности и в

7

условиях разбросанности ряда механизмов. Одиночный электроприво когда привод рабочей машины осуществляется отдельным электродвиг телем, явился логическим следствием явных преимуществ распределени электрической энергии перед распределением энергии механическим путе Среди современных форм электропривода важное место занимает так назваемый м н о г о д в и г а т е л ь н ы й п р и в о д, в нем отдельны звенья рабочей машины приводятся в движение самостоятельными электр двигателями. Наконец, имеются рабочие машины, в которых исполнител ный механизм и приводной электродвигатель сливаются воедино: вращаю щаяся часть рабочей машины является в то же время вращающейся часть электродвигателя.

Электродвигатель нашел широкое применение не только в промышле ности. Он начинает играть все бо́льшую роль на транспорте, где разв вается электрическая тяга. Электрификация железных дорог значителы улучшает их технико-экономические показатели. Усиливается прим нение электроэнергии в сельском хозяйстве, развивается электроприв в военном деле, в судовождении, в быту человека. В народном хозяйст используются электродвигатели, имеющие самые разнообразные скорос вращения и мощности в единице. Наряду с огромными двигателям мощность которых исчисляется десятками тысяч киловатт, большое ра пространение получили так называемые м и к р о д в и г а т е л и мої ностью в единицы и даже доли ватта.

Электрическая машина используется также в качестве преобразов теля электрической энергии, в частности при передаче и распределени энергии. Как известно, передача энергии оказывается экономичной толы в случае, если она осуществляется на достаточно высоком напряжени причем напряжение на линии передачи должно быть тем выше, чем болы длина линии и передаваемая по ней мощность. По этой причине межд генератором на электростанции и потребителем происходит дополнител ное преобразование электрической энергии с целью повышения напряж ния на отправном конце линии передачи и последующего снижения п приемном конце. Оно осуществляется с помощью электромагнитнь аппаратов, называемых т р а н с ф о р м а т о р а м и.

Применение электрической машины в современной технике не огран чивается областью генерирования электрической энергии, ее преобраз вания и совершения механической работы. Есть еще одна область — э автоматическое регулирование и управление, — в которой электрическа машина играет важную роль. В схемах автоматического регулировани удается с помощью воздействия на цепь с очень малой мощностью упра лять электрическими машинами весьма крупной мощности. В качест отдельных элементов схем управления и регулирования используются специальные электрические машины обычно незначительной мощност Специальные электрические машины применяются также в целом ряде электротехнических схем и устройств, в импульсной технике, в электротехнологических установках, в радиосвязи и т. д.

Прошло уже около 130 лет с тех пор, как электрическая машина перешагнула порог физических лабораторий, перестала быть только объектом и средством лабораторного исследования и сделала первые шаги на пути промышленного ее использования. Непрерывный прогресс электромашиностроения привел к тому, что современная электрическая машина обладает высокими технико-экономическими показателями. Любопытно, например, сравнить один из первых удовлетворительно работавших двигателей постоянного тока, построенный французским механиком Фроманом и демонстрировавшийся на Всемирной Парижской выставке 1867 г., с современным двигателем той же мощности. Двигатель Фромана имел мощность 0,7 квт, к. п. д. 22% и весил 769 кг. Современный двигатель мощность 0,65 квт имеет к. п. д. 70% и весит 60 кг.

Первый электрический генератор появился позднее первого двигателя, и это привело к тому, что в течение некоторого времени они развивались самостоятельными путями, несмотря на открытый еще в 1833 г. Ленцем принцип обратимости электрических машин. Лишь в 1870 г. создание Граммом генератора, конструктивно ничем не отличавшегося от электрического двигателя, положило конец неправильному представлению о том, что якобы генератор и двигатель представляют совершенно различные машины.

До 70-х годов прошлого столетия в электротехнике господствовал постоянный ток. Первый промышленный генератор переменного тока, явившийся прототипом современных машин, был построен Яблочковым в 1876 г. Недостатки системы постоянного тока стали ощущаться, когда в результате увеличения потребления электрической энергии появилась необходимость в передаче энергии на заметное расстояние. Передача энергии на переменном токе получалась значительно проще, и она стала вполне целесообразной после того, как в 1885 г. Циперновский, Дери и Блати разработали конструкцию трансформатора, которая, кстати, в основных принципиальных чертах сохранилась до настоящего времени.

Для широкого распространения переменного тока большое значение имело открытие Феррарисом (1885 г.) и Тесла (1887 г.) явления вращающегося магнитного поля. Открытие и исследование трехфазной системы переменного тока (1888—1890 гг.) русским ученым и изобретателем Доливо-Добровольским дало мощный толчок к развитию переменного тока и соответствующей области электромашиностроения. Не будет преувеличением сказать, что работы Доливо-Добровольского по разработке системы трехфазного тока и ее элементов — трансформатора и двигателя — составили буквально эпоху в истории отечественной и мировой электротехники.



Рис. В-2. Рост мощности генераторов для тепловых станций (1) и трансформаторов (2), выпускаемых в СССР.

Мощность для генераторов — в киловаттах, для трансформаторов — в киловольтамперах. Особенно быстрыми темпами отечест венное электромашиностроение сталс развиваться после Великой Октябрьской социалистической революции. Развити советского электромашиностроения былс подчинено грандиозной задаче электри фикации всей страны, начало которой было положено планом ГОЭЛРО, вы двинутым в 1920 г. В. И. Лениным.

На рис. В-2 показано, как возраста ла мощность генераторов в единице для тепловых электростанций и трансформа торов, выполненных в СССР. Этот ри сунок может служить наглядной иллю страцией темпов развития советского электромашиностроения и пройденного им пути. Стоит лишь обратить внимани на две цифры. Первый генератор для тепловых электростанций (турбогенера тор) отечественного производства мощ ностью 500 квт был построен в 1924 г. а в 1964 г. изготовлен турбогенератор по мощности эквивалентный тысяче ге нераторов-первенцев, т. е. мощносты 500 Mem.

Такой же огромный скачок в своем развитии сделало наше гидрогенера торостроение, поставляющее электри ческие генераторы для гидравлических электростанций (гидрогенераторы). Пер

вые гидрогенераторы были построены в СССР в 1926 г. для Волховской ГЭС и имели мощность 7000 квт. А через сорок лет отечественная электропромышленность выпустила уникальный генератор для Красно ярской гидроэлектростанции мощностью 500 *Мвт*, не имеющий себе рав ных в мире. Освоены трансформаторы с высшим напряжением в 500 кв

Общая тенденция энергетического электромашиностроения состои в увеличении мощности генераторов и трансформаторов в единице. Это диктуется в основном экономическими соображениями: экономией мате риалов, снижением стоимости работ при строительстве электростанций повышением к. п. д. агрегатов, ускорением роста устанавливаемой на станциях мощности и т. д. Приведенные соображения особенно существен ны для развития турбогенераторостроения, так как с помощью турбоге нераторов производится около 80% всей электрической энергии. Повицимому к 1970 г. будет создан одновальный турбогенератор мощностью 800—1000 *Мет.* Значительное увеличение мощности генераторов (до 500 *Мет* и выше) оказалось возможным благодаря разработкам новых эффективных систем охлаждения электрических машин и использованию ионной и полупроводниковой техники для создания магнитного поля в машинах.

В СССР большинство электрических машин объединено в так называемые серии, т. е. в группы однотипных машин различной мощности с параметрами и характеристиками, подчиняющимися определенным закономерностям. Наряду с машинами нормального исполнения выпускаются разнообразные специализированные машины (для особых режимов, для тропических условий, для работы во вредных средах и т. п.).

Современное электромашиностроение развивается по пути совершенствования конструкции и технологии производства машин, применения материалов улучшенного качества и разработки принципиально новых систем. Так, внедрены в производство холоднокатаная сталь с повышенными магнитными свойствами, новые изоляционные материалы с улучшенными характеристиками, печатные обмотки для машин небольшой мощности. Ведутся работы в области использования явления сверхпроводимости для создания электрических машин с обмотками без потерь, изучаются возможности глубокого охлаждения машин. Следует также указать на широкое внедрение автоматического регулирования электрических машин, позволившее улучшить их технико-экономические показатели.

Энергетическое использование электрических машин связано с областью переменного и постоянного тока. В настоящее время генерирование электрической энергии производится на переменном токе, который сохраняет важные позиции также в области передачи, распределения и использования энергии. Поэтому в энергетике наибольшее значение и распространение получили машины переменного тока. Вместе с тем при передаче энергии на сверхдальние расстояния и в определенной области потребления (регулируемый электропривод, электролиз и т. д.) используется постоянный ток. Машины этого рода тока большее применение имеют, пожалуй, в качестве электрических двигателей.

Электрическая машина является существенным элементом энергетических систем и установок, а также многочисленных электротехнических схем, поведение которых в значительной мере зависит от рабочих свойств машин. Поэтому для специалистов, работающих в самых разнообразных отраслях электротехники, всегда было необходимым изучение основ теории электрических машин. В настоящее время недостаточно иметь только общие физические представления о процессах, происходящих в электрических машинах, понимать принцип действия знать их устройство. Инженерная практика имеет дело с количественным расчетами и теория должна дать для этого необходимую основу. Тако основой должно служить по возможности аналитическое описание рабочи свойств электрических машин и процессов, происходящих в них. Изучак щему теорию нужно помимо физических представлений усвоить уравне ния, описывающие электрические машины, параметры, входящие в эт уравнения, и, наконец, самые методы исследования.

Теория электрических машин разработана весьма глубоко и охвать вает различные аспекты электромагнитных, тепловых и механически процессов. При этом существенно возросла роль исследований в таки областях как переходные процессы в машинах всех типов, механиче ская прочность в машинах большой мощности, электромагнитные поля обусловленные ими параметры в мощных турбогенераторах, охлаждени машин предельной мощности, создание возбудительных систем синхронны машин, надежность работы машин. Наряду с экспериментальными и анали тическими методами исследования, возможности которых в большой ме ре расширились, благодаря использованию электронных вычислительны машин, достаточно широкое распространение получили методы физиче ского и математического моделирования.

Значительный вклад в развитие теории, в создание новых и даль нейшее усовершенствование известных методов исследования электриче ских машин внесли советские ученые: Алексеев А. Е., Горев А. А. Завалишин Д. А., Казовский Е. Я., Касьянов В. Т., Костенко М. П. Лютер Р. А., Петров Г. Н., Постников И. М., Толвинский В. А. и др

В настоящей книге изложены лишь основы теории электрических ма пин. Для дальнейшего изучения могут быть использованы труды, при веденные в списке литературы, а также многочисленные статьи, не вклю ченные в этот список из-за отсутствия места.

РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Электрическим машинам различного типа свойственна единая природа основных электромагнитных процессов. Поэтому первый раздел книги посвящен описанию тех общих положений, которые необходимы для понимания физических явлений и для определения количественных связей между различными величинами в электрических машинах. Какие вопросы возникают прежде всего при изучении любого технического устройства? Обычно первое знакомство с ним сводится к уяснению того, как оно устроено (принципиальная конструктивная схема и общее назначение отдельных частей) и каков его принпип действия (явления, лежащие в основе работы устройства, и их практическая реализация). Ответы на эти простейшие вопросы и некоторые общие понятия применительно к электрическим машинам различного типа можно найти в гл. 1 (стр. 15).

При более детальном изучении машин интересуются их рабочими свойствами. причем не только с качественной точки зрения, но и в количественном выражении. Это значит, что необходимо иметь, с одной стороны, общее представление о взаимных связях между механическими и электрическими величинами, характеризующими электромеханическое преобразование энергии в машине, а с другой, — количественное описание указанных связей. Для установления воследних электрическую машину несколько абстрагируют, рассматривая ее как некую электроцинамическую систему. т. е. как совокупность электрических цепей (обмоток) и вращающейся механической массы, и описывают уравнениями, связывающими электрические и механические величины. Эти вопросы в общей форме, соответствующей нормальным режимам работь электрической машины, излагаются в гл. 5 (стр. 133).

Однако уравнения машины можно обоснованно составить только в том случае. если известны некоторые дополнительные сведения. Это, прежде всего, расположение и электромагнитные свойства обмоток, характеристика которых для различного типа машин дана в гл. 2 (стр. 47). Это, далее, — определение магнитного поля в машине и связь его с токами обмоток, чему посвящена гл. 3 (стр. 74). Это, наконец, — одно из проявлений электромагнитного процесса в машине — индуктирование электродвижущей силы (э. д. с.) в обмотках. Качественные и количественные соотношения между магнитными полями и индуктируемыми ими э. д. с. для различного типа обмоток составляют содержание гл. 4 (стр. 119).

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

§ 1-1. Общие замечания

В основе работы электрической машины лежит процесс электромагнитной индукции, возникающий при движении проводящей среды в магнитном поле. В качестве проводящей среды в электрических машинах обычно используется обмотка, состоящая из достаточно большого количества проводников, соединенных между собой надлежащим способом. Магнитное поле в машине создается либо с помощью постоянных магнитов, либо возбуждается обмотками, которые обтекаются токами.

Процесс электромагнитной индукции характеризуется двумя явлениями: индуктированием электродвижущей силы (э. д. с.) в проводнике, пересекающем трубки магнитного поля, и возникновением силы, действующей на проводник, находящийся в магнитном поле, при протекании по нему электрического тока. Направление индуктированной э. д. с. в проводнике e_{n} определяется направлениями трубок магнитного поля Bи движения проводника v (п р а в и л о п р а в о й р у к и), а направление силы F_{n} , действующей на проводник, — направлениями поля B и тока I в проводнике (п р а в и л о л е в о й р у к и) (рис. 1-1). Характер отмеченных проявлений процесса электромагнитной индукции определяет вид энергетического процесса в электрической машине — преобразования механической и электрической энергии друг в друга.

Выделим из обмотки, в которой индуктируется э. д. с., один проводник. Приложим к нему извне механическую силу F, под действием которой он будет перемещаться в магнитном поле со скоростью v, как это показано на рис. 1-2, a. Условимся обозначать направление тока и э. д. с. в проводнике от нас — знаком креста (\times), к нам — знаком точки (\cdot). Тогда при выбранных направлениях вектора поля B и механической силы F на рис. 1-2, a направление э. д. с., индуктируемой в проводнике, будет от нас.

Пусть теперь проводник обтекается током. В этом случае, независимо от того, движется он или нет, возникает электромагнитная сила F_{n} , действующая на проводник. На рис. 1-2, б для выбранных направлений поля и тока показано направление силы F_{n} , найденное с помощью правила левой руки.

При движении проводника с постоянной скоростью, что соответствует нормальному режиму электрической машины, механическая и электромагнитная силы, действующие на проводник, должны быть уравновешены.



Рис. 1-1. К пользованию правилами правой руки (а) и левой руки (б). Скорость v направлена в сторону движения проводника относительно поля.



Рис. 1-2. К определению направления э. д. с. (a) и электромагнитной силы (б) для проводника, расположенного нормально к направлению магнитного поля.



Рис. 1-3. Направление э. д. с. и тока в проводнике обмотки для режимов двигателя (a) и генератора (б).

Если при этом проводник перемещается в направлении электромагнитной силы и, следовательно, против внешней механической силы (рис. 1-3, а), то работа, совершаемая электромагнитной силой, производится за счет энергии электромагнитного поля и покрывается источником электрической энергии, с которым соединен рассматриваемый проводник (обмотка). В этом случае происходит преобразование электрической энергии в механическую и электрическая машина работает двигателем. Если движение проводника с током происходит в сторону, противоположную направлению электромагнитной силы. то оно может происходить только поп действием внешней механической силы (рис. 1-3, б). В этом случае работа, совершаемая механической силой, покрывается источником механической энергии — происходит преобразование механической энергии в электрическую, и электрическая машина работает либо генератором, либо элек тромагнитным тормозом. Режим электромагнитного тормоза характеризуется тем, что не только преобразованная механическая энергия, но и энергия электрического источника расходуются в самой машине и выделяются в обмотке в виде потерь. Этот режим является вспомогательным и иногда используется, когда основным режимом маширежим двигателя. ны является Как видно из рис. 1-3, в режиме

генератора и тормоза ток и э. д. с. в проводнике совпадают; в режиме двигателя — они направлены встречно. При этом для машин переменного тока вместо «тока» должна рассматриваться «активная (по отношению к э. д. с.) составляющая тока».

Из изложенного следует, что электрическая машина обратима, т. е. она может работать и двигателем и генератором. Практически, при проектировании машины ей заранее предназначается один определенный режим, в котором она может длительно работать с заданными значениями тока, напряжения, мощности и т. д. (В отдельных случаях машина предпазпачается для длительной работы как в режиме генератора, так и двигателя.) При этом, по условиям эксплуатации, в течение некоторого времени возможен переход из основного режима в другой режим, например из двигательного в генераторный или тормозной. Электрическая машина является не только преобразователем электрической и механической энергии; она может служить преобразователем электрической энергии в электрическую же.

Процесс преобразования энергии всегда сопровождается потерями энергии: в электрической машине эта часть энергии выделяется в виде тепла. Можно отметить, что потери энергии в электрической машине относительно невелики: они составляют, если не рассматривать электрические машины малой мощности (порядка 1 квт и меньше), примерно 1—15% от преобразуемой энергии. Чем больше мощность электрической машины, тем более экономичным преобразователем она является.

§ 1-2. Классификация электрических машин и режимов их работы

По роду тока машины делятся на машины переменного тока и машины постоянного тока. Дальнейшее деление машин можно видеть из рис. 1-4. Основными видами вращающихся машин переменного тока являются синхронные и асинхронные машины.

Синхронными называют такие машины, скорость вращения которых находится в постоянном отношении к частоте электрической сети. Для асинхронных машин указанное отношение непостоянно. Поэтому при неизменной частоте электрической сети скорость вращения синхронной машины постоянна и не зависит от нагрузки, а асинхронной — изменяется с изменением нагрузки машины.

Асинхронные машины могут иметь преобразовательное устройство в виде коллектора (коллекторные машины) или быть без него (бесколлекторные машины).

К машинам переменного тока относят и трансформатор, хотя он не имеет движущихся частей и, по существу, представляет электромагнитный аппарат. Объединяет его с электрическими машинами общность



Рис. 1-4. К классификации электрических машин.

электромагнитных процессов. Трансформатор является преобразователем электрической энергии: он позволяет изменять величину напряжения и тока, а в некоторых специальных случаях — число фаз переменного тока и частоту.

Особую группу машин образуют п р е о б р а з о в а т е л и: преобразователи переменного тока в постоянный и наоборот, преобразователи частоты, преобразователь постоянного тока. Во всех этих машинах (как и в трансформаторе) в процессе преобразования электрической энергии ее величина меняется незначительно — лишь небольшая ее доля переходит в потери, неизбежно связанные с преобразованием энергии. Имеются также п р е о б р а з о в а т е л и - у с и л и т е л и, у которых преобразование электрической энергии совершается с одновременным ее увеличением (усилением), покрываемым посторонним источником.

Режим работы любой электрической машины определяется не только видом основного энергетического процесса, происходящего в ней (двигательный, генераторный, тормозной и преобразовательный режимы); он должен иметь количественную оценку. Количественно режим работы машины характеризуется целым рядом электрических и механических величин: токами, напряжениями, мощностью, скоростью вращения и т. д. Машина предназначается для работы в определенных внешних условиях с определенными значениями параметров (токов, напряжений, мощности и т. д.), при которых она эксплуатируется в течение заданного и достаточно длительного срока. Указанные значения различных величин, определяющих режим работы, носят название н о м и н а л ь н ы х (номинальный ток, номинальное напряжение, номинальная мощность и т. д.), а сам режим — н о м и н а л ь н о г о р е ж и м а. Наиболее важные номинальные величины указываются на специальном щитке машины.

Если машина работает в режиме, по характеру подобном номинальному, со значениями величин, отличающихся от номинальных, но при длительной работе не приводящих к снижению надежности машины, то такой режим называют н о р м а л ь н ы м. В противном случае режим называется а н о р м а л ь н ы м. Примером последнего могут служить временная перегрузка машины, работа при измененных условиях эксплуатации машины, аварийный режим. Все допустимые нормальные и анормальные режимы специально оговариваются в ГОСТ, технических условиях и инструкциях по эксплуатации.

С точки зрения характера изменения во времени величин, характеризующих режимы, последние делятся на установившиеся, когда величины длительно сохраняются неизменными, и неустановившиеся или переходные, когда величины изменяются во времени.

Основными режимами работы машин являются номинальный и нормальный режимы. Обычно эти режимы по своему характеру являются установившимися, хотя в отдельных случаях они могут быть и переходными.

§ 1-3. Основные части электрических машин

Индуктирование э. д. с. в обмотке электрической машины происходит при изменении магнитного потока, сцепляющегося с этой обмоткой (потокосцепления), во времени. Для уменьшения сопротивления магнитному потоку обмотки располагаются на сердечнике, выполненном из стали, т. е. из материала со значительной магнитной проницаемостью. Таким образом, сердечник проводит магнитный поток, т. е. выполняет роль магнитопровода. Для уменьшения потерь сердечники, в которых магнитный поток периодически изменяется, собирают из тонких листов (толщиной 0,35 и 0,5 мм) специальной электротехнической стали, изолированных друг от друга. В трансформаторах обмотки и поток неподвижны; потокосцепление с обмотками изменяется вследствие того, что магнитный поток периодически изменяется во времени. В остальных электрических машинах, за исключением некоторых специальных типов, используется относительное перемещение проводников обмотки и магнитного поля которое осуществляется с помощью вращательного движения.

Обычная машина имеет две основные части: неподвижную — с т а т о р и вращающуюся — р о т о р. Статор и ротор расположены коаксиально и отделены друг от друга в оздушным зазором. В большинстве случаев статор располагается снаружи, а ротор внутри машины.

Та часть машины, на которой располагается обмотка, непосредственно участвующая в преобразовании электрической и механической энергий и поэтому соединенная с соответствующим источником или приемником электрической энергии, называется я к о р е м, а обмотка на нем о б м о т к о й якоря. Следовательно, якорь состоит из сердечника-магнитопровода, обмотки, а также содержит для их крепления некоторые





Рис. 1-5. Схематический вид сердечников якорей: с наружным расположением (поперечный (а) и продольный (б) разрезы) и внутренним расположением (в).

1 — зубцы; 2 — назы; 3 — зубцовая зона; 4 — ярмо якоря; 5 — вентиляционные каналы; 6 — от верстие для насадки на вал.

конструктивные детали. На той цилиндрической поверхности сердечника якоря, которая обращена к воздушному зазору, равномерно распределены углубления п а 3 ы, предназначенные для размещения обмотки и отделенные друг от друга выступами — з у б ц а м и. Пазы располагаются либо параллельно оси вращения машины, либо с некоторым скосом по отношению к ней. Часть сердечника якоря, занятая зубцами, носит название з у б ц о в ой з о н ы, остальная часть — я р м о якоря.



Рис. 1-6. Одновитковые секции: *a* — с разведенными концами: *б* — со сведенными концами.

Сердечник якоря собирается из листовой электротехнической стали собранной обычно в пакеты, толщина которых составляет 30—50 мм Вдоль оси вращения машины сердечник якоря представляет набор некоторого количества пакетов, разделенных воздушными промежутками играющими роль вентиляционных каналов. Длина сердечника якоря в осевом направлении называется а к т и в н о й д л и н о й машины. Будем в дальнейшем ее обозначать *l* (рис. 1-5). В случае малой активной длины сердечник якоря может не иметь вентиляционных каналов и тогда он выполняется в виде одного пакета необходимой толщины.

Обмотка якоря состоит из отдельных элементов, называемых секциями или катушками. Секция, в свою очередь, может имет один или несколько витков. В зависимости от характера соединения секций между собой наиболее часто применяют два вида секций: с разведенны ми и сведенными концами (рис. 1-6). Часть секции обмотки якоря, заложенная в пазы сердечника якоря (по активной длине машины), называется пазовой или активной частью, ибо в ней индуктируется э.д. с. потоком, проходящим через сердечник; часть секции, расположенная вне сердечника — в воздухе и соединяющая проводники в пазах, называется лобовой частью (лобовые соединения). При многовитковой секции обмотка имеет витковую изоляцию (изоляция каждого витка) и катушечную изоляцию — общую изоляцию всех витков секции от сердечника. В обмотках якоря, обтекаемых большими токами, каждый виток в силу значительного сечения составляется из отдельных проводов ограниченного сечения. Это делается не только ради удобства изготовления секций, но и для уменьшения добавочных потерь в обмотке. Для уменьшения активного сопротивления обмотки она выполняется из меди.

В машинах переменного тока, за небольшим исключением, якорем является неподвижная часть машины — статор; в машинах постоянного тока якорем служит ротор. На рис. 1-7 и 1-8 представлен общий яки посбмотанных и обмотанных якорей.

21



Рис. 1-7. Якорь — статор турбогенератора: а — необмотанный; о — обмотанный.



Рис. 1-8. Обмотанный якорь - ротор машины постоянного тока.

Вторая основная часть машины, отделенная воздушным зазором от якоря, подобно последнему состоит из сердечника, обмотки (или обмоток) и конструктивных деталей. Она является статором у машины постоянного тока и преимущественно ротором у машин переменного тока.

Если магнитное поле в машине создается электромагнитами, возбуждаемыми постоянным током (синхронные машины, машины постоянного тока), то на рассматриваемой части машины прежде всего располагается обмотка возбуждения. Эта обмотка укладывается в так называемых п о л ю с а х, которые конструктивно имеют две разновидности: полюсы в виде выступов (рис. 1-9) и полюсы, образованные на цилиндрической поверхности (рис. 1-10). Машины с первым типом полюсов носят название





Рис. 1-9. Ротор синхронной машины явнополюсного типа: a — общий вид; б — по перечный разрез.

1 — статор; 2 — воздушный зазор; 3 — обмотка возбуждения (ноказана только на двух полюсах)





Рис. 1-10. Ротор синхронной машины неявнополюсного типа: а — общий вид; б — поперечный разрез.

I — статор; 2 — воздушный зазор; 3 — обмотка возбуждения (показана частично





Рис. 1-11. Ротор асинхронной машины: а — общий вид обмотанного ротора; б — поперечный разрез необмотанного ротора.
л — статор; г — коздушный зазор; з — пазы для обмотки ротора.

26

явнополюсных, со вторым — неявнополюсных машинах катушки обмотки возбуждения надеваются на сердечники полюсов, в неявнополюсных — укладываются в пазы, занимающие примерно ²/₃ окружности. Синхронные машины выполняются с обойми типами полюсов, машины постоянного тока изготовляются в виде явнополюсных. Наличие полюсов делает сердечник симметричным только относительно двух осей: *d* и *q* (рис. 1-9 и 1-10), которые называются соответственно продольной и поперечной осями машины.

Когда магнитное поле машины возбуждается переменным током (преимущественно асинхронные машины), вторая часть машины, как правило, имеет цилиндрическую поверхность с равномерно распределенной в пазах обмоткой (или обмотками) (рис. 1-11). Эти обмотки могут быть замкнутыми, присоединенными к источнику переменного тока или включенными на внешнее сопротивление. В машинах постоянного тока, помимо названных частей, имеется еще устройство, называемое к о л л е к т о р о м, играющее роль выпрямителя. Подробнее о нем будет сказано ниже (§ 2-5).

§ 1-4. Принцип действия электрических машин

а) ТРАНСФОРМАТОРЫ

Рассмотрим принцип действия трансформатора, полагая, что он имеет однофазное исполнение. На рис. 1-12, а представлена электромагнитная схема такого трансформатора. На сердечнике расположено в общем случае несколько обмоток (практически две или три). На рис. 1-12, а изображена схема трансформатора с двумя обмотками.

Если одна из обмоток 1 включена на сеть переменного тока с напряжением U_1 и частотой f_1 , то ток, протекающий в этой обмотке, создает магнитное поле, замыкающееся

в основном по сердечнику. Магнитный поток в сердечнике Ф пронизывает все катушки обмоток, следовательно, потокосцепления с обмотками 1 и 2, имеющими числа витков w_1, w_2 , равны:

$$\Psi_1 = \Phi w_1, \quad \Psi_2 = \Phi w_2.$$

Магнитный поток Ф можно считать гармонически изменяющимся во времени, если напряжение, приложенное к обмотке 1 (u₁), является гармонической



Рис. 1-12. Электромагнитная схема трансформатора (а) и направления э. д. с. и тока в его обмотках (б).

функцией времени, т. е.

$$\Phi = \Phi_m \cos \omega_1 t,$$

где Φ_m — амплитуда потока: $\omega_1 = 2\pi f_1$ — угловая частота; t — время. Таким образом, э. д. с., индуктируемые потоком Φ в обмотках 1, 2,определяются в виде:

$$e_1 = -\frac{d\Psi_1}{dt} = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} = w_1 \Phi_m \omega_1 \sin \omega_1 t, \qquad (1-1)$$

$$e_2 = -\frac{d\Psi_2}{dt} = -w_2 \frac{d\Phi}{dt} = w_2 \Phi_m \omega_1 \sin \omega_1 t.$$
(1-2)

Действующие значения э. д. с. в обмотках равны:

$$E_{1} = \frac{w_{1}\Phi_{m}\omega_{1}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}\pi\Phi_{m}f_{1}w_{1}, \qquad (1-3)$$

$$E_{2} = \frac{w_{2} \Phi_{m} \omega_{1}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \pi \Phi_{m} f_{1} w_{2}, \qquad (1-4)$$

т. е. относятся как числа витков обмоток:

$$E_1: E_2 = w_1: w_2. \tag{1-5}$$

Если на зажимы обмотки 2 включить нагрузку, то под влиянием э. д. с. E_2 в цепи этой обмотки потечет ток I_2 .

Пренебрежем э. д. с., которые индуктируются небольшими дополнительными магнитными полями, не показанными на рис. 1-12. Не будем также учитывать незначительные по величине падения напряжения в активных сопротивлениях обмоток. Тогда напряжения на зажимах обмоток U_1, U_2 по величине равны э. д. с. E_1 и E_2 , индуктируемым в них потоком Ф. Активные мощности обмоток при этом

$$P_1 = U_1 I_{1a} = E_1 I_{1a}, \quad P_2 = U_2 I_{2a} = E_2 I_{2a},$$

где I₁a, I_{2a} — активные составляющие токов обмоток 1 и 2.

Если пренебречь потерями в стали сердечника трансформатора, которые вызываются изменением магнитного поля, то активные мощности обмоток равны друг другу: $P_1 = P_2$. Из этого соотношения получаем:

$$I_{2a}: I_{1a} = w_1: w_2. \tag{1-6}$$

Для широкого диапазона нагрузок трансформатора полные токи обмоток относятся примерно так же, как их активные составляющие.

Уравнения (1-5) и (1-6) показывают, что

трансформатор, передавая электрическую энергию из одной обмотки в другую, позволяет преобразовать напряжения и токи практически пропорционально отношению чисел витков обмоток. Обмотка, потребляющая электрическую энергию из сети, называется первичной, а обмотка, отдающая энергию в сеть, вторичной.

Взаимные направления э. д. с., индуктируемой потоком Ф, и активной составляющей тока в первичной обмотке должны быть такими же, как в обмотке якоря двигателя (эти обмотки потребляют энергию), а во вторичной как в обмотке якоря генератора (см. рис. 1-3). Поскольку направление э. д. с. в обеих обмотках трансформатора одинаково (при одинаковом направлении намотки катушек), то направления активных составляющих тока в обмотках противоположны (рис. 1-12,6).

Отметим, что при работе трансформатора под нагрузкой магнитный поток в сердечнике Ф создается совместным действием токов обмоток 1 и 2.

6) АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Электромагнитная схема трехфазной асинхронной машины приведена на рис. 1-13, *а*. Трехфазная обмотка якоря уложена в пазы



U, Ø

f,

Рис. 1-13. Электромагнитная схема асинхронной машины (*a*) и распределение индукции поля в зазоре вдоль зазора машины (б).

1 — статор; 2 — ротор; 3, 4 — обмотки статора и ротора.

сердечника статора равномерно вдоль его окружности и включена на трехразную сеть переменного тока, частота которой равна f_1 и фазное напряжение U_1 . В пазах ротора размещена обмотка, которая представляет короткозамкнутую цепь. Следует отметить, что практически асинхронные машины зыполняются и с двумя короткозамкнутыми обмотками на роторе, а также с обмоткой ротора, на зажимы которой может быть подано напряжение или включено сопротивление. Однако для уяснения принципа действия исинхронной машины достаточно рассмотреть указанный выше тип мапины.

Система трехфазного тока, обтекающая три фазных обмотки статора, юздает магнитное поле, трубки (линии) которого пересекают воздушный зазор и сцепляются поэтому как с обмоткой статора, так и с обмоткой ротора. При этом вдоль воздушного зазора поле распределено почти по гармоническому закону (рис. 1-13, б) и число перемен знака поля в зазоре (направления магнитных трубок) определяется характером исполнения обмотки статора. На рис. 1-13 представлен случай, когда на длине окружности зазора трубки поля четыре раза меняют направление. Про такук обмотку статора говорят, что она четы рехполюсти с ная (обмотка с четырьмя полюсами). Обычно число полюсов обмотки (равное числу перемен знака поля в зазоре, которое она создает) обозначают символом 2p; тогда буква *p* определяет число пар полюсов.

Как будет показано ниже, рассматриваемое магнитное поле вращается вдоль зазора. Угловую скорость вращения поля относительно обмоток обтекаемых системой трехфазного тока, нетрудно определить, имея в виду следующее.

Если магнитное поле в зазоре 2p раз меняет направление на протяжении длины окружности машины и вращается относительно обмотки со скоростью n_{Π} об/мин, то частота f э. д. с., индуктируемой в обмотке этим полем, равна:

$$f = \frac{pn_{\pi}}{60}.$$

Так, частота э. д. с., индуктируемой потоком Ф в обмотке статора, равна:

$$f_1 = \frac{pn_1}{60},\tag{1-8}$$

где n₁ — скорость вращения поля относительно статора.

Но частота э. д. с. и тока в обмотке статора в нормальном режиме равна частоте сети, к которой подключена эта обмотка. Поэтому из выражения (1-8) можно определить скорость вращения магнитного поля при заданной частоте сети f_1 :

$$n_1 = \frac{60f_1}{p};$$
 (1-9)

при этом угловая скорость поля Ω_1 равна $2\pi n_1/60 = 2\pi f_1/p = \omega_1/p$, где ω_1 — угловая частота сети. Скорость поля, определяемую частотой сети, называют синхронной скоростью.

Итак, вращающееся магнитное поле индуктирует э. д. с. в обмотках статора и ротора. Пока ротор неподвижен, частота э. д. с. в обмотке ротора f_2 равна частоте э. д. с. и тока в обмотке статора f_1 .

Под влиянием э. д. с. в короткозамкнутой обмотке ротора возникает ток. На проводники обмотки ротора с током, находящиеся в магнитном поле, будет действовать электромагнитная сила, вследствие этого ротор



Рис. 1-14. К определению режимов работы асинхронной машины: а — двигатель; б — генератор; в — электромагнитный тормоз.



начнет вращаться. Установившийся режим, характеризуемый постоянной скоростью вращения ротора, наступит тогда, когда электромагнитная сила будет уравновешена механической силой, приложенной к валу машины и действующей в направлении, противоположном направлению электромагнитной силы. Нетрудно видеть, что машина в таком режиме работает как двигатель.

Рассмотрим, какими должны быть при этом направление вращения и величина скорости ротора двигателя. Положим без ущерба для общности, что обмотка статора машины имеет p = 1. На рис. 1-14, а показан элемент машины с проводниками обмоток статора и ротора. Пусть сперва ротор будет неподвижен. При выбранном направлении вращения поля со скоростью Ω₁ нетрудно определить с помощью правила правой руки направление э. д. с., индуктируемых в проводниках обмоток статора и ротора. На рис. 1-14, а оно показано знаком × в верхних частях проводников. Активная составляющая тока в короткозамкнутой обмотке ротора, естественно, имеет такое же направление, что и э. д. с. В соответствии с правилом левой руки, примененным к проводнику обмотки ротора, найдем, что электромагнитная сила F_п, действующая на этот проводник, направлена в сторону вращения потока Ф. (Здесь речь идет о силе, которая определяется в предположении, что проводники располагаются на гладкой поверхности сердечника. При размещении проводников в пазах бо́льшая часть электромагнитной силы будет действовать на зубцы и меньшая -на сами проводники. Однако суммарная сила будет такой же, как и в первом случае, и можно условно говорить о силе, приложенной к проводнику.) Под влиянием электромагнитной силы F_{эм}, действующей на весь ротор, последний придет во вращение. В установившемся режиме ротор вращается со скоростью Ω , при которой имеет место равенство $F_{\Im M} = F$ где F — механическая сила, действующая на ротор.

На рис. 1-14, *а* показано также направление тока в проводнике обмотки статора, определяемое исходя из того, что электромагнитная сила $F_{\rm ЭМ}$ действует на статор и ротор в противоположных направлениях.

Направление э. д. с. и тока в роторе при вращении последнего в направлении вращения потока Φ будет таким, как показано на рис. 1-14, *a*, пока скорость ротора находится в пределах $0 \div \Omega_1$. Поэтому машина работает двигателем при скорости вращения ротора, находящейся в указанном диапазоне.

Практически скорость ротора асинхронного двигателя мало отличается от скорости поля в зазоре (от синхронной скорости).

При $\Omega = \Omega_1$ обмотка ротора не пересекается магнитным потоком Φ_1 поэтому в ней не индуктируется э. д. с. я нет тока. В результате в этом случае электромагнитная сила F_{3M} равна нулю. Очевидно, что режим, при котором $\Omega = \Omega_1$, можно получить в асинхронной машине только, если ротор машины вращается под действием внешней механической силы F. Если под влиянием силы F ротор начнет вращаться в сторону поля со скоростью $\Omega > \Omega_1$, направление э. д. с. в обмотке ротора, а вместе с н е й и активной составляющей тока меняет знак, так как изменяется направление относительной скорости перемещения поля по отношению к ротору, равной $\Omega_1 - \Omega$.

Направление э. д. с. и тока в обмотках машины для рассматриваемого режима представлено на рис. 1-14, б. Движение ротора под действием внешней механической силы обозначает генераторный режим электрической машины.

Таким образом, асинхронная машина работает генератором при вращении ротора в сторону поля (при расположении обмотки якоря на статоре, как это принято на схеме рис. 1-13) со скоростью Ω , большей синхронной скорости поля Ω_1 .

Режим двигателя или генератора определяется также взаимным направлением тока и э. д. с. в обмотке статора, включенной на электрическую сеть (ср. рис. 1-3, a и δ).

Изменение нагрузки машины как в режиме двигателя, так и в режиме генератора связано с изменением величины внешней механической силы F, действующей на ротор, а следовательно и величины электромагнитной силы $F_{\text{эм}}$, пбо в установившемся режиме $F_{\text{эм}} = F$. Но сила $F_{\text{эм}}$ зависит от тока, протекающего в обмотке ротора асинхронной машины, а ток определяется э. д. с., индуктируемой потоком Ф в обмотке ротора, и сопротивлением обмотки. В свою очередь, величина указанной э. д. с. зависит от величины относительной скорости перемещения потока Φ по отношению к обмотке $\Omega_1 - \Omega$.

Таким образом, асинхронная машина при различных нагрузках работает принципиально при различных скоростях вращения ротора, хотя практически отклонение скорости ротора Ω от синхронной скорости поля Ω_1 невелико.

Поскольку скорость поля Ω_1 обычно неизменна (так как частота сети f_1 постоянна), а скорость ротора Ω нормально близка к Ω_1 удобно вместо скорости Ω оперировать с относительной скоростью $\Omega_1 - \Omega$. Будем называть эту относительную скорость, выраженную в долях скорости Ω_1 , с к о льжение м. Обозначая скольжение буквой *s*, по определению будем иметь:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} = \frac{n_1 - n_1}{n_1},\tag{1-10}$$

где *п* — скорость вращения ротора, *об/мин*.

В асинхронной машине возможен еще один режим, который возникает, если ротор вращается под действием механической силы F в сторону, противоположную направлению вращения потока Ф. На рис. 1-14, gпоказаны направления э. д. с. и тока в обмотках машины для этого случая. Сопоставляя направления тока и э. д. с. в обмотке статора на рис. 1-14, a и g, видим, что они одинаковы. Это означает, что в рассматриваемом режиме, как и в режиме двигателя, электрическая мощность потребляется машиной из сети. С другой стороны, и внешняя механическая сила F совершает работу, ибо под ее влиянием ротор вращается со скоростью Ω . Таким образом, энергия поступает в машину и с вала и из электрической сети. Вся она выделяется в самой машине, переходя в тепловую энергию и нагревая обмотки и сердечник машины.

Поскольку электромагнитная сила F_{3M} , возникающая в машине, направлена навстречу силе F, машина может рассматриваться как электромагнитный тормоз по отношению к действию силы F. Описанный режим носит название режим а электромагнитного тормоза. Подобный режим может, например, возникнуть при опускании груза с помощью асинхронного двигателя, у которого поле вращается в сторону, противоположную вращению ротора, происходящему под действием опускаемого груза.

На рис. 1-15 нанесена численная шкала скольжения, на которой отмечены возможные режимы асинхронной машины. Скольжение асинхронного двигателя и генератора при номинальной нагрузке лежит обычно в пределах 0,003—0,03 (0,3—3%). Большее значение скольжения в номинальном режиме соответствует машинам меньшей мощности.



Рис. 1-15. Возможные режимы работы асинхронной машины в зависимости от величины скольжения.

В отличие от трансформатора, у которого во всех обмотках частота напряжений и токов одинакова, во вращающейся асинхронной машине частоты в обмотках статора и ротора не равны друг другу.

При вращении ротора машины со скоростью n частота э. д. с. и тока в обмотке ротора в соответствии с (1-7), (1-8) и (1-10) равна:

$$f_2 = \frac{p(n_1 - n)}{60} = \frac{pn_1}{60} s = f_1 s.$$
(1-11)

Поток Ф, как и в трансформаторе, создается совместным действием токов всех обмоток асинхронной машины.

в) СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

В асинхронных машинах ток в обмотке ротора возникает благодаря скольжению ротора в магнитном поле воздушного зазора. Вследствие этого частота тока f_2 зависит от скорости вращения ротора и, следовательно, от нагрузки асинхронной машины.

Если на обмотку ротора подать напряжение U_2 (в общем случае многофазное) заданной частоты f_2 , то частота тока в обмотке тем самым будет задана. Но если частоты в цепях обмоток статора и ротора заданы, то в соответствии с выражениями (1-9) и (1-11) скольжение машины *s* и, следовательно, скорость ротора получаются вполне определенными и не зависящими от величины нагрузки машины:

$$n = n_1 - \frac{60f_2}{p} = \frac{60(f_1 - f_2)}{p}.$$
 (1-12)

Такую машину переменного тока, скорость вращения которой находится в строгом соответствии с частотой сети, и называют синхронной.

Преимущественное распространение получила синхронная машина, у которой на обмотку ротора подается постоянное напряжение ($f_2 = 0$). При этом скорость вращения ротора машины, как видно из (1-12), равна синхронной скорости поля:

$$n = n_1 = \frac{60f_1}{p}.$$
 (1-13)

В дальнейшем под синхронной машиной будем понимать только машину, у которой обмотка ротора в нормальном режиме обтекается постоянным током.

Поскольку ротор синхронной машины вращается с синхронной скоростью поля в зазоре Ω_1 , то в обмотке на роторе не индуктируется никаких э. д. с. Величина постоянного тока в обмотке ротора определяется только подведенным извне к обмотке напряжением и ее омическим сопротивлением. Эта обмотка, обтекаемая постоянным током, называется о б м о т к о й в о з б у ж д е н и я, так как она возбуждает в машине магнитное поле (поле возбуждения) независимо от режима работы машины.

Электрическое соединение вращающейся обмотки возбуждения с внешним источником (возбудителем) осуществляется посредством контактного устройства, состоящего из двух к о н т а к т н ы х к о л е ц, к которым присоединяется обмотка, и щ е т о к, скользящих на поверхности колец и соединенных с внешним источником.

На рис. 1-16 представлена электромагнитная схема синхронной машины, у которой ротор, возбуждаемый постоянным током, создает поле, четыре раза изменяющее знак вдоль окружности машины (ротор с четырьмя полюсами). Обмотка статора

должна иметь такое же число полюсов, что и ротор, в данном случае 2p = 4.

При включении обмотки статора на трехфазную сеть, как и в случае асинхронной машины. токи статора создадут магнитное поле, вращаюсинхронной скоростью щееся с Ω_1 . Обмотка возбуждения на роторе, в свою очередь, создает поле возбуждения, вращающееся вместе с ротором. При вращении ротора со скоростью Ω_1 поле возбуждения неподвижно относительно поля, созданного токами обмотки статора.

Пусть результирующее магнитное поле, существующее воздушном в зазоре машины, которое получается в результате наложения полей токов обмоток возбуждения, статора И такой характер, когда трубки имеет располагаются симметрично поля



Рис. 1-16. Электромагнитная схема синхронной машины.

 статор; 2 — полюсы ротора; 3 — обмотка якоря (статора); 4 — обмотка возбуждения; 5 — контактные кольца.



Рис. 1-17. Схематическое изображение магнитного поля в зазоре, симметричного относительно оси полюса.

1 — статор; 2 — полюс ротора.

относительно середины полюсов ротора (рис. 1-17). Из рис. 1-17 видно, что при таком характере поля большинство трубок поля в зазоре не имеет тяжения, направленного вдоль касательной к окружности ротора. Такое тяжение ислишь трубки, достаточно пытывают удаленные от середины полюса. В силу симметрии поля суммарное тяжение трубок в направлении вращения ротора будет равно нулю и, следовательно, на ротор не будет действовать электромагнитная сила F_{эм}. Ротор может вращаться со скоростью Ω₁ в рассматриваемом случае только под влиянием механической силы F. На рис. 1-18, а схематически показан этот случай. В верхней

части проводника обмотки статора знаком × указано направление э. д. с., индуктируемой потоком Ф, определенное по правилу правой руки.

Если увеличить механическую силу F, то ротор в течение некоторого времени будет стремиться вращаться со скоростью, превышающей синхронную скорость Ω_1 . Подчеркнем еще раз, что последняя все время неизменна, если частота сети f_1 , на которую включена обмотка статора, постоянна. Магнитные трубки в зазоре будут деформироваться, как это схематически показано на рис. 1-18, б. При этом возникает тангенциальная составляющая в силе тяжения трубок поля, направленная по касательной к окружности ротора в сторону, противоположную вращению ротора.



Рис. 1-18. К определению режимов работы синхронной машины: a — электромагнитная сила равна нулю ($\theta = 0$); δ — генератор ($\theta > 0$); s — двигатель ($\theta < 0$).
Это обозначает, что на ротор, кроме силы F, начинает действовать электромагнитная сила $F_{\partial M}$. Установившийся режим машины с постоянной скоростью вращения будет иметь место при равенстве сил: $F == F_{\partial M}$. Очевидно, что скорость вращения ротора в установившемся режиме должна быть равна Ω_1 . В противном случае тяжение трубок в зазоре будет изменяться и нарушится равенство сил F и $F_{\partial M}$. Сила $F_{\partial M}$ действует не только на ротор, но и на статор и притом в противоположных направлениях. По направлению силы $F_{\partial M}$, приложенной к обмотке статора, с помощью правила левой руки находим направление тока в обмотке статора (знак × в нижней части проводника обмотки статора). Направления э. д. с. и тока в обмотке статора оказались одинаковыми, следовательно, машина работает генератором.

Если механическая сила F направлена против вращения ротора, то поле в зазоре машины деформируется так, как это показано на рис. 1-18, в. Направления э. д. с. и тока в обмотке статора на этом рисунке указывают на двигательный режим работы машины.

Проведем на рис. 1-18 некоторую ось c, вращающуюся с синхронной скоростью Ω_1 , причем выберем ее положение таким образом, чтобы в исходном положении, когда $F_{2M} = 0$, она совпадала с поперечной осью машины q.

Генераторный режим синхронной машины возникает, как это видно из рис. 1-18, δ , в том случае, если ось q упреждает в направлении вращения ротора ось c на некоторый угол θ . Рис. 1-18, e показывает, что двигательный режим имеет место также при $\theta \neq 0$, но когда ось q отстает от оси c. Поскольку величина электромагнитной силы $F_{\partial M}$ зависит от степени деформации поля в зазоре машины, которая определяется углом θ , величина последнего характеризует нагрузку синхронной машины как в генераторном, так и в двигательном режимах.

Установившийся режим работы синхронной машины, как будет показано далее, возможен для углов θ , находящихся в диапазоне от нуля до величины, примерно равной 70—90°.

Отметим, что синхронная машина явнополюсного типа (с явнополюсным ротором) может работать и при отсутствии обмотки возбуждения. В этом случае поток Ф создается только токами обмотки статора. При возникновении угла между осями с и q поле в зазоре явнополюсной машины деформируется и появляется электромагнитная сила $F_{\rm 2M}$. Если машина имеет неявнополюсный тип ротора, то, в силу симметрии ротора (рис. 1-19), при любом значении угла θ поле зазора при отсутствии поля возбуждения деформироваться не будет и $F_{\rm 2M} = 0$.

37



Рис. 1-19. Схематическое изображение магнитного поля в зазоре невозбужденной неявнополюсной машины: a) $\theta = 0$; b) $\theta \neq 0$.

1 — статор; 2 — ротор; 3 — обмотка возбуждения.

Синхронная машина, работающая без возбуждения, называется реактивной синхронной машиной и применяется лишь для специальных целей. Из сказанного ясно, что реактивная машина может быть только явнополюсной.

г) МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В основе электромагнитной схемы машины постоянного тока лежит схема синхронной машины. Допустим, что у синхронной машины полюсы с обмоткой возбуждения остаются неподвижными, а обмотка якоря вращается с постоянной скоростью n_1 . Такая синхронная машина называется о б р а щ е н н о й, и ее схема для случая 2p = 2 приведена на рис. 1-20, *а*. Очевидно, характер электромагнитных процессов в обращенной синхронной машине остается таким же, как и в рассмотренной ранее машине с неподвижной обмоткой якоря и вращающейся обмоткой возбуждения (рис. 1-16).

Пусть в обращенной синхронной машине создано поле возбуждения. Э. д. с. в проводниках обмотки якоря имеет частоту

$$f_1 = \frac{pn_1}{60}$$

Если к этой обращенной синхронной машине добавить выпрямляющее устройство, то с его помощью можно получить постоянную во времени э. д. с. Когда выпрямитель является органической составной частью самой машины, последняя и представляет собой машину постоянного тока. В этой машине используется механический выпрямитель, получивший название к о л л е к т о р а. Он состоит из ряда медных пластин, которые изолированы друг от друга и от тела якоря и к которым присоединены отдельные элементы обмотки якоря. Конструктивно коллектор представляет собой цилиндрическое тело, вращающееся вместе с якорем. С коллектором осуществляется скользящий контакт посредством проводящих электрический ток деталей призматической формы — щеток, неподвижных в пространстве. На щетках получается э. д. с. постоянного знака. Механизм выпрямления э. д. с. переменного знака, индуктируемых в обмотке якоря, в э. д. с. постоянного знака с помощью коллектора изложен в § 2-5. Электромагнитная схема машины постоянного тока представлена на рис. 1-20, *б*.

 $\hat{\varTheta}$. д. с. *E*, индуктируемая в обмотке якоря, отличается от напряжения сети *U* на величину падения напряжения в омическом сопротивлении цепи якоря.



Рис. 1-20. Электромагнитные схемы обращенной синхронной машины (a) и машины постоянного тока (б).

1 – обмотка якоря; 2 – обмотка возбуждения; 3 – коллектор; 4 – щетки.

Поэтому направление тока в обмотке якоря, от которого зависит режим работы машины (двигатель или генератор)*, определяется лишь соотношением между величинами E и U. Если E > U, ток в якоре I совпадает с направлением э. д. с. и маши-на работает генератором; при E < U ток I меняет направление и машина работает пвигателем.

Очевидно, величина нагрузки машины постоянного тока будет тем значительнее, чем больше различаются Е и U. Величина выпрямленной э. д. с. на щетках машины \vec{E} определяется э. д. с., индуктируемыми в проводниках обмотки якоря, и, следовательно, зависит от величины потока Ф в зазоре и скорости вращения якоря Ω:

$$E = c_e \Phi \Omega, \tag{1-14}$$

где $c_e - для$ данной машины некоторая постоянная величина. Поскольку в первом приближении $U \approx E = c_e \Phi \Omega$, при постоянстве U различным нагрузкам машины постоянного тока соответствует примерное постоянство величины ФΩ. Таким образом, машина постоянного тока может работать при различных скоростях вращения якоря Ω.

Генератор постоянного тока обычно работает при мало изменяющейся или постоянной скорости якоря, поэтому его нагрузка, зависящая от величины Е, регулируется путем изменения потока Ф. Двигатель постоянного тока при различных нагрузках врашается со скоростью Ω , зависящей от величины потока Φ : при его изменении скорость двигателя может изменяться в достаточно широких пределах.

В этом отношении машина постоянного тока существенно отличается от синхронной машины, у которой скорость вращения строго постоянна, поскольку задана частота сети f_1 . В машине постоянного тока связь между частотой э. д. с. в обмотке якоря и скоростью вращения поля относительно якоря остается такой же, как и в синхронной машине. Однако включение обмотки якоря во внешнюю сеть через выпрямитель (коллектор и щетки). т. е. в сеть постоянного напряжения, приводит к тому, что частота f_1 э. д. с. в обмотке якоря не является заданной, а сама определяется величиной скорости вращения ротора машины.

^{*} В машине постоянного тока, так же как в асинхронной машине, возможен режим электромагнитного тормоза.

§ 1-5. Магнитные поля в электрических машинах

Картина магнитного поля, создаваемого токами, протекающими во всех обмотках машины, весьма сложна. Поле это трехмерно и имеет различный характер в отдельных частях машины.

Наиболее интенсивно поле, сцепляющееся одновременно с обмотками статора и ротора, — поле взаимной индукции этих обмоток. Вдоль оси вращения ротора машины это поле практически распределено по активной ее длине (рис. 1-21). В перпендикулярной к оси вращения плоскости трубки этого поля пересекают воздушный зазор и замыкаются через сердечник ротора (рис. 1-13, 1-16 и 1-20).

С точки зрения основного электромагнитного процесса машины наибольшее значение имеет характер поля в воздушном зазоре, так как в этом поле находятся проводники обмотки якоря п, следовательно, им определяются э.д. с., индуктируемая в обмотке якоря, и электромагнитная сила, действующая на ротор и статор.

Распределение поля в стальных сердечниках статора и ротора представляет интерес для определения потерь в стали и расчета потока поля взаимной индукции, соответствующего заданным значениям токов обмоток машины.

При определении э. д. с., индуктируемой в проводнике обмотки якоря e_n , и электромагнитной силы, действующей на этот проводник F_n , не имеет значения, как распределено поле вдоль проводника, важна лишь интегральная величина поля, так как

$$e_{\mathrm{n}} = v \int_{0}^{l} B_{\delta} dl, \quad F_{\mathrm{n}} = i \int_{0}^{l} B_{\delta} dl,$$

где B_{δ} — индукция в воздушном зазоре вдоль оси машины в месте расположения проводника; l активная длина машины; i — ток в проводнике.



Рис. 1-21. Распределение поля в воздушном зазоре в продольном сечении машины.

 B_{δ} — индукция в Зазоре; l — активная длина машины; l' — расчетная длина машины; BK радиальные вентиляционные каналы; Π — полюс.



Рис. 1-22. Индукция поля в зазоре явнополюсной машины, созданного обмоткой возбуждения: *а* — действительное распределение индукции (сплошная кривая); *б* — средняя кривая индукции (на рис. *а* нанесена пунктиром); *е* — индукция зубцового поля.

Поэтому действительное распределение поля взаимной индукции в продольном сечении машины заменяют расчетным, принимая индукцию в зазоре неизменной вдоль оси машины (поле прямоугольной формы) с таким расчетом, чтобы площадь прямоугольника равна площади, образованной была действительной кривой поля с осью абсцисс (рис. 1-21, б). При этом длина прямоугольного распределения поля вдоль оси l' оказывается отличной от активной длины машины; она называется расчетной длиной машины. Таким образом, расчетное поле взаимной индукции становится плоскопараллельным, и его достаточно определить только для одного поперечного сечения машины.

Характерной особенностью поля поперечном сечении является пев риодичность его распределения. Кривая поля повторяется через каждые два полюса. (Обмотки якоря с дробным числом пазов на полюс и фазу (см. § 2-9) могут создавать поля меньшей периодичности.) При этом вследствие наличия зубцов и пазов на ста-

торе или роторе (или на обеих частях машины) кривая поля взаимной индукции имеет провалы в местах расположения пазов сердечников. 1-22, а представлена кривая поля B качестве примера на рис. в воздушном зазоре, созданная обмоткой возбуждения явнополюсной машины. Обычно кривая поля типа, представленного на рис. 1-22, а, рассматривается как результат наложения на среднюю кривую поля кривой с периодичностью, соответствующей числу зубцов на сердечнике. На рис. 1-22, б, в показаны эти частичные кривые поля, которые в сумме дают исходную кривую поля рис. 1-22, а. В дальнейшем под полем взаимной индукции будем понимать только поле, характеризуемое средними значениями индукции (рис. 1-22, б). Поля типа, представленного на рис. 1-22, в, учитываются отдельно и называются зубцовыми полями. Э. д. с., индуктируемые в обмотках якоря этими полями, в правильно спроектированных машинах невелики. Это

достигается, в частности, применением на якоре скошенных (не параллельных оси вращения машины) пазов и обмоток специальной конструкции.

В общем случае кривая поля в зазоре различна в зависимости от того, возбуждается ли поле обмоткой возбуждения или обмоткой якоря. Это объясняется тем, что расположение проводников этих обмоток в магнитной среде различно.

В трансформаторах магнитные трубки поля взаимной индукции замыкаются вдоль сердечника и сцепляются со всеми катушками, насаженными на сердечник. Можно принять, что поле в поперечном сечении сердечника распределено равномерно.

Наряду с магнитным полем взаимной индукции обмоток в машине существуют поля, сцепляющиеся только с одной из обмоток; они называются п о л я м и р а с с е я н и я. Следует отметить, что в общем случае выделение из магнитного поля, сцепляющегося с обмотками, полей рассеяния носит в известной мере условный характер, поскольку конфигурация поля, строго говоря, изменяется в зависимости от соотношения токов в обмотках. Однако практически в электрических машинах вследствие сильной электромагнитной связи обмоток можно принять характер полей рассеяния неизменным для любого соотношения токов в обмотках. С другой стороны, разделение поля на поле взаимной индукции и поле рассеяния плодотворно с точки зрения исследования процессов в машине, так как позволяет ввести в рассмотрение индуктивности обмоток, не зависящие от токов обмоток.

Следует отметить, что

потокосцепления от потоков рассеяния сравнительно мало влияют на рабочие свойства синхронной машины и машины постоянного тока в нормальном режиме их работы. Однако они имеют существенное значение для трансформатора и асинхронной машины, работающих в аналогичных условиях, а также для всех машин при переходных режимах.

В соответствии с определением поле рассеяния обмотки возбуждения явнополюсной машины образуется трубками потока, которые замыкаются между соседними полюсами и от полюсов на сердечник, минуя воздушный зазор между статором и ротором (рис. 1-23). Поле рассеяния обмотки, размещенной в пазах сердечника, находится в области лобовых частей катушек обмотки (л о б о в о е р а с с е я н и е), а также в пазовой части (п а з о в о е р а с с е я н и е), отметим, что трубки потоков пазового рассеяния и рассеяния обмотки возбуждения явнополюсной



Рис. 1-23. Схематическая картина поля, созданного обмоткой возбуждения явнополюсной машины.

 трубки поля взаимной индукции; 2 трубки поля рассеяния обмотки возбуждения.





Рис. 1-24. Схематическое представление характера поля рассеяния обмотки, уложенной в пазы: *а* — лобовое рассеяние; *б* — пазовое рассеяние (показано поле на поперечном разрезе мапины; картина поля повторяется в любом сечении в пределах длины сердечника).

 сердечник; 2 — добовая часть секции обмотки; 3 — трубки поля рассеяния.

машины частично проходят через **участки** магнитопровода, в которых имеется также поле взаимной индукции между обмотками статора и ротора. Для пазовой части обмотки, размещенной в пазах сердечника, понятие рассеяния несколько усложняется, так как к полям рассеяния относят и некоторую часть поля, пересекающего воздушный зазор. Об этом виде рассеяния, называемом дифференциальным, будет сказано ниже (§ 3-9). Что касается поля рассеяния обмоток трансформатора, то понятие о нем дано в § 3-13.

§ 1-6. Единицы измерения угловых координат и скоростей в электрических машинах

Во вращающейся электрической машине на плоскости, нормальной к оси вращения, распределение магнитного поля в воздушном зазоре имеет периодический характер. Как уже отмечалось выше, кривая индукции в воздушном зазоре B_{δ} в большинстве случаев повторяется через каждые два полюса, а под соседними полюсами, в силу симметрии магнитопровода, кривая поля идентична и отличается лишь знаком (противоположное направление трубок поля в зазоре).

На рис. 1-25 приведены схематический разрез явнополюсной машины, имеющей 2p = 4, и кривая распределения индукции B_{δ} вдоль зазора. Для аналитического представления индукции B_{δ} введем координату x, отсчитываемую на поверхности якоря вдоль зазора. Начало координат обычно размещается в такой точке зазора, которая оказывается наиболее удобной для рассматриваемой задачи. Расстояние x, равное дуге якоря, приходящейся на один полюс Машины, имеет специальное название — полюсное деление и диаметр якоря соответственно через τ и D, будем иметь:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p}.\tag{1-15}$$

Координата *х* может измеряться либо в единицах длины (например, в сантиметрах), либо в угловых единицах (радианы, градусы). При аналитическом представлении индукции



Рис. 1-25. Схематический разрез явнополюсной машины (a) и кривая поля в зазоре (б).

 B_{δ} в функции координаты x удобно последнюю измерять в угловых единицах.

Пространственный период изменения функции $B_{\delta} = f(x)$ равен двойному полюсному делению (2 τ), и это расстояние *p* раз укладывается на всей длине окружности якоря. Поэтому, например, для первой гармонической кривой индукции $B_{\delta 1}$, выделенной из периодической функции $B_{\delta} = f(x)$, которая приведена на рис. 1-25, б, получим:

$$B_{\delta_1} = B_{\delta_1 m} \cos 2x, \tag{1-16}$$

где $B_{\delta 1m}$ — амплитуда первой гармонической индукции.

Для машины, имеющей *р* пар полюсов, вместо (1-16) имели бы выражение

$$B_{\delta_1} = B_{\delta_1 m} \cos px. \tag{1-17}$$

Ради удобства записи величин, имеющих периодическое изменение вдоль координаты x (в частности индукции), целесообразно ввести понятие о новой угловой единице — э л е к т р и ч е с к о м р а д и а н е, который в p раз меньше обычного радиана. Вся окружность якоря в угловом измерении составляет 2π обычных радиан или $2\pi p$ электрических радиан; двойное полюсное деление — соответственно $2\pi/p$ обычных и 2π электрических радиан (360 электрических градусов). Поэтому если измерять координату x в электрических радианах и обозначать ее в виде x_9 , то запись выражения (1-17) упрощается и принимает вид:

$$B_{\delta 1} == B_{\delta 1 m} \cos x_{\vartheta}.$$

Угловая координата, измеренная в электрических радианах (x₂), связана с обычной угловой координатой х соотношением

$$x_{\mathfrak{d}} = xp. \tag{1-18}$$

Дифференцирование угловой координаты по времени дает угловую скорость. Поэтому на основании (1-18) между угловыми скоростями, измеренными в эл. рад/сек (ω) и рад/сек (Ω), получим связь в виде:

$$\omega = \frac{dx_0}{dt} = p \frac{dx}{dt} = p\Omega.$$
(1-19)

В дальнейшем будем считать, что координаты измеряются в электрических угловых единицах, поэтому опустим в обозначениях подстрочный индекс «э».

Глава вторая

ОБМОТКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

§ 2-1. Общие замечания

Любая из обмоток электрической машины должна удовлетворять некоторым общим требованиям, связанным с ее электромагнитными свойствами и конструктивным оформлением. Обмотка выполняется таким образом, чтобы она прежде всего в соответствии со своим назначением обладала необходимыми электромагнитными свойствами, обеспечивающими работу машины при заданных значениях токов, напряжений, мощностей. Так, обмотка возбуждения предназначена для образования заданного магнитного потока взаимной индукции; в обмотке якоря должна индуктироваться э. д. с. определенной величины, а для машин переменного тока — и соответствующего характера изменения во времени. Необходимо, чтобы величина потока рассеяния, создаваемого обмотками, не выходила за пределы некоторых допустимых значений.

Важной характеристикой обмотки является число параллельных ветвей, которое можно в ней образовать, поскольку величина тока в одной параллельной ветви обмотки ограничена.

Конструктивное выполнение обмотки должно быть таким, чтобы были обеспечены: 1) механическая прочность (при возможном кратковременном протекании токов, значительно превышающих номинальное значение); 2) электрическая прочность (при номинальном и возможном повышенном напряжениях); 3) нагревостойкость (допустимые нагревы обмотки, не снижающие срока ее службы); 4) простота изготовления, а также удобство ремонта.

Все обмотки, применяемые в электрических машинах, можно разбить на две группы в зависимости от характера сцепления с ними трубок магнитного поля взаимной индукции.

Первую группу составляют так называемые сосредот оченны е обмотки, все витки которых имеют практически одинаковое сцепление со всеми трубками магнитного поля взаимной индукции. К ним относятся обмотки трансформатора и обмотки возбуждения явнополюсных машин.

Вторую группу образуют обмотки, элементы которых имеют в данный момент неодинаковые потокосцепления вследствие различного расположения в магнитном поле. Такие обмотки называют распределенными. К ним можно отнести обмотки якорей машин переменного и постоянного тока, обмотки роторов неявнополюсных машин и некоторые вспомогательные обмотки. Наиболее сложными с точки зрения электромагнитных свойств являются распределенные обмотки, а среди них обмотки якорей электрических машин. Из сосредоточенных обмоток специфическими конструктивными особенностями обладают обмотки трансформатора. Поэтому в этой главе рассматриваются лишь указанные типы обмоток. Краткое описание других обмоток будет дано при рассмотрении конструкций машин.

§ 2-2. Обмотки трансформатора

В силовом трансформаторе различают обмотки высшего и низшего напряжений (обмотки ВН и НН) в соответствии с уровнями их рабочего напряжения. По расположению относительно сердечника обмотки делятся на концентрические и чередующиеся. Их схематический вид представлен на рис. 2-1. Ниже рассматриваются только концентрические обмотки как нашедшие наибольшее распространение.

При концентрическом расположении обмоток на стержне сердечника обычно ближе к последнему помещают обмотку HH, сокращая тем самым изоляционное расстояние между обмоткой и сердечником. Обмотка HH, обтекаемая более или менее значительными токами, должна иметь надлежащее число параллельных ветвей с одинаковыми активными и индуктивными сопротивлениями для равномерного распределения тока между отдельными ветвями. В обмотке BH должна быть осуществлена надежная изоляция обмотки относительно сердечника и других обмоток как в нормальном режиме, так и при кратковременных повышениях напряжения.



Рис. 2-1. Схема расположения обмоток на стержне трансформатора: а — концентрическая обмотка; б — чередующаяся обмотка.

На расположение обмотки ВН может оказать влияние место размещения ее высоковольтного вывода. Таким образом, конструкция обмоток силового трансформатора в основном определяется номинальными величинами тока и напряжения.

Рассматривая любую обмотку трансформатора, нетрудно увидеть, что исходным, простейшим ее элементом является в и ток, охватывающий один раз стержень трансформатора. Виток выполняется либо из одного проводника, либо из нескольких проводников, соединенных друг с другом параллельно. Обмотка может состоять из нескольких одинаковых, но конструктивно разделенных групп последовательно соединенных витков. Такие группы витков называют к а т у ш к а м и. Некоторые обмотки представляют собой одну катушку. Для характеристики пространственного размещения проводников обмотки используется понятие с лоя, под которым понимают совокупность проводников, находящихся на одном и том же расстоянии от стержня.

Различают следующие основные типы обмоток трансформатора: цилиндрические, винтовые и катушечные.

Наиболее простыми являются ц и л и н д р и ч е с к и е о б м о т к и. В этих обмотках витки наматываются вплотную друг к другу, так что они образуют непрерывную цилиндрическую поверхность. В зависимости от того, как размещаются витки — в одном, двух или многих слоях, обмотки соответственно называются о д н о с л о й н о й, д в у х с л о й н о й и м н о г о с л о й н о й. Схематическое расположение витков в таких обмотках показано на рис. 2-2. Характерным для цилиндрических обмоток является расположение параллельных проводников каждого витка (если таковые имеются) вдоль оси намотки (оси стержня).

Однослойная и двухслойная цилиндрические обмотки выполняются из провода прямоугольного сечения, могут иметь до четырех параллельных ветвей и потому применяются в качестве обмоток НН при рабочих токах не выше 800 *a*. Многослойная цилиндрическая обмотка обычно выполняется из круглого провода и используется преимущественно в виде обмотки ВН до напряжений 35 кв. В последнее время такая обмотка из прямоугольного провода применяется и для более высокого напряжения.

При больших токах обмотка НН должна иметь значительное число параллельных ветвей, которое в цилиндрических обмотках получить не удается. В этих случаях применяется в и н т о в а я о б м о т к а. Она является видоизменением однослойной цилиндрической обмотки: витки ее наматываются на некотором расстоянии друг от друга (по винтовой линии), а параллельные проводники витка располагаются в различных слоях (рис. 2-3, a). При значительном сечении витка обмотка разбивается на две части, включаемые параллельно, каждая из которых наматывается по винтовой линии (рис. 2-3, b).

В винтовых обмотках можно образовать от четырех до двадцати параллельных ветвей, и потому они применяются в качестве обмоток НН при токах, превышающих 300—400 *а*.

В трансформаторах используются также катушечные обмотки, составленные из ряда катушек, соединенных последовательно и расположенных вдоль оси стержня. Существует два вида катушечных обмоток.

Один из них представляет естественное развитие многослойной цилиндрической обмотки. Для того чтобы в последней улучшить изоляцию



Рис. 2-2. Цилиндрические обмотки трансформатора: *а* — однослойная из восьми витков; *б* — однослойная из четырех витков с двумя параллельными ветвями; *в* — двухслойная из шестнадцати витков; *г* — многослойная обмотка.

и условия охлаждения, целесообразно разбить ее вдоль оси стержня на отдельные одинаковые части, т. е. образовать ее путем последовательного соединения ряда катушек. В результате получается так называемая к а тушечная многослойная цилиндрическая об мотка. Она обычно выполняется из круглого провода и не содержи



Рис. 2-3. Винтовая обмотка трансформатора: *а* — одноходовая из восьми витков с тремя параллельными ветвями; *б* — двухходовая из четырех витков с шестью цараллельными ветвями.

цараллельных ветвей. Витки в катушка: располагаются не только в различны: слоях, но и вдоль оси стержня (рис. 2-4) Подобная конструкция используется в ка честве обмоток ВН при напряжения: до 35 кв, если многослойная цилинд рическая обмотка оказывается неприме нимой.

Катушечные обмотки второго вида образуются из катушек, намотанных проводом прямоугольного сечения. В подобных катушках проводник можно наматывати в несколько слоев, но вдоль оси стержня удобно располагать лишь один проводник Таким образом, витки катушки размещаются в одной илоскости по спирали (рис. 2-5). Каждый виток в общем случае может состоять из нескольких параллельных проводников. Обмотка, образованная путем последовательного включения таких катушек, располагающихся вдоля





Рис. 2-4. Двойная катушка из сорока витков для катушечной многослойной цилиндрической обмотки трансформатора.

Рис. 2-5. Спиральная катушка из трех витков с двумя параллельными ветвями.

стержня на небольшом расстоянии друг от друга, называется катушечной спиральной. Практически она выполняется двояко.

Если ее намотка производится так, что не требуются пайки в местах соединения соседних последовательно включаемых катушек, то получается гак называемая непрерывная катушечная спиральная обмотка. Последняя применяется в качестве обмоток ВН и НН. При весьма высоких напряжениях (220 кв и выше) более удобной является



Рис. 2-6. Схема транспозиции обмотки трансформатора.

катушечная спиральная обмотка с пайками соединений между отдельными катушками.

Во всех обмотках, в которых параллельные проводники располагаются в различных слоях, индуктивные сопротивления параллельных ветвен будут неодинаковыми, так как слои обмотки имеют различные потоко сцепления с трубками поля рассеяния трансформатора. Неравными ока зываются и активные сопротивления параллельных ветвей, поскольку длина проводников в различных слоях неодинакова. Сказанное относится к винтовой и катушечной спиральной обмоткам.

Для равномерного распределения тока между параллельными ветвями в указанных обмотках устраивают т р а н с п о з и ц и ю (перекладку проводников. Сущность ее состоит в следующем. Каждый из параллельных проводников обмотки в разных катушках перекладывается из одного слоя в другой, так что на всей длине обмотки один и тот же проводник буде находиться во всех слоях. В этом случае как активное, так и индуктивно сопротивления параллельных проводов между началом и концом обмотки будут одинаковыми.

Схема транспозиции для двухходовой винтовой обмотки, состоящей из шести параллельных проводов, представлена на рис. 2-6. В такой обмотке через каждую ¹/₆ общего числа витков обмотки проводники пере кладываются и занимают различное положение.

§ 2-3. Общие замечания об обмотках якорей

Обмотки якорей состоят из отдельных элементов — секций. Ширина секций обычно мало отличается от полюсного деления τ и находится в пределах около (0,8 \div 1,0) τ . Только в некоторых специальных случаях она может быть значительно меньше полюсного деления: $^{2}/_{3} \tau$ (по условиям электрических свойств обмотки) и даже $^{1}/_{2} \tau$ (по условиям технологии сборки обмотки).

Обмотка якоря в машинах переменного тока состоит из отдельных частей — фазных обмоток, число которых равно числу фаз п переменного тока. Фазные обмотки соединяются между собой; в трех фазной машине — в звезду или в треугольник.

Обмотка якоря машины постоянного тока представляет собой замкнутую систему секций. Обмотку удобно выполнять из секций одинаковой формы. В этом случае для беспрепятственной укладки секций в пазь обмотку приходится располагать по высоте паза в двух слоях. Такая обмотка называется д в у х с л о й н о й. Каждая секция ее одной своей активной стороной помещается в верхнем слое (в верхней части паза) а другой — в нижнем слое (в нижней части паза) (рис. 2-7, *a*). При этом лобовая часть секции также располагается в двух слоях (участки 1 и 2 на рис. 2-7), что дает возможность при укладке в пазы соседних секций избежать пересечения их лобовых частей (рис. 2-7, в).

Отметим, что и однослойная обмотка может быть собрана из секций одинаковой формы. Однако лобовые части секций такой обмотки имеют более сложную форму. Кроме того, в однослойной обмотке не во всех случаях удается получить требуемые электромагнитные свойства. Поэтому указанная обмотка применяется либо в машинах небольшой мощности, когда лобовой части секции можно легко придать требуемую форму, либо в некоторых машинах значительной мощности с водяным охлаждением. В последнем случае применение однослойной обмотки облегчает конструкцию подвода воды к обмотке и дает экономию ее изоляции.

В настоящее время большинство обмоток выполняется в виде двухслойных, поэтому в дальнейшем только такие обмотки и рассматриваются.

Для характеристики обмотки необходимо знать, как расположены в магнитном поле ее элементы — секции и как они соединены между собой. Все это указывается с помощью

схемы соединений секций обмотки или коротко — с х е мы о б м о т к и. Очевидно, что геометрические размеры схемы не имеют никакого значения. Важно лишь, чтобы активные стороны секции на схеме отстояли друг от друга на столько же з у б ц о в ы х д е л е н и й (зубцовое или пазовое деление якоря соответствует дуге якоря, на которой расположены один паз и один соседний зубец), насколько они отстоят в реальной обмотке, и последовательность их соединения соответствовала соединениям реальной обмотки. Поэтому на схеме обмотки цилиндрическая поверхность якоря, разрезанная вдоль оси машины в любом месте, из соображений удобства разворачивается на плоскость и представляется прямоугольником произвольных размеров. На этом прямоугольнике пазы якоря условно изображаются отрезками прямых.

Для характеристики электрических соединений в обмотке используется понятие шагов обмотки. Расстояние между двумя активными сторонами секции, определяющее ее ширину, называется частичны м шагом обмотки и обозначается y_1 .



Рис. 2-7. Схема расположения секций в пазах сердечника якоря: a — вид с торца якоря; б — вид на поверхность якоря; e — взаимное расположение двух секций.

Расстояние между соответственными активными сторонами двух последовательно соединенных секций (т. е. между их правыми или левыми сторонами) называют результирующим шагом обмотки и обозначают у. Поскольку геометрические размеры в схеме не имеют значения, все эти расстояния (шаги обмотки) выражают обычно числом зубцовых делений.

Для удобства чтения схем условимся изображать на ней активную сторону секции, лежащую в верхнем слое паза, вместе с прилегающими к ней лобовыми частями, расположенными также в верхнем слое, сплошной линией. Вторую половину секции, лежащую в нижнем слое, будем изображать пунктирной линией. С точки зрения схемы соединений секций не имеет значения число витков каждой из них, поэтому на схемах обмотки секции всегда изображаются одновитковыми. В отношении нумерации секций на схемах примем, что секция имеет номер того паза. в верхней части которого располагается одна из ее активных сторон.

По характеру соединения секций различают петлевые и волновые обмотки.

В петлевых обмотках соединяются последовательно друг с другом секции, лежащие в соседних пазах (в машинах постоянного тока применяются также сложные петлевые обмотки, в которых соединяются секции, лежащие через один или два паза). Поэтому секции такой обмотки имеют сведенные концы (см. рис. 1-6, б). Элемент схемы петлевой обмотки показан на рис. 2-8.

Обмотки, в которых последовательно соединяются секции, расположенные под соседними полюсами одной и той же полярности, называются в о л н о в ы м и. Для таких обмоток применяют секции с разведенными концами (см. рис. 1-6, *a*). Элемент схемы волновой обмотки показан на рис. 2-9. На рис. 2-8 и 2-9 нанесены шаги обмоток.

Поскольку в якорях машин переменного тока фазная обмотка занимает только часть поверхности якоря, для ее характеристики вводят понятие



Рис. 2-8. Элемент схемы петлевой обмотки.

ф а з н о й (ф а з о в о й) з о н ы. Под последней понимают дугу якоря, на которой в пределах одного полюсного деления расположены активные стороны верхнего или нижнего слоя секций, принадлежащих одной фазной обмотке. Число активных сторон или число соответствующих им секций одного слоя обмотки, расположенных в фазной зоне, обозначают q. Так, на рис. 2-11 изображена обмотка, в фазной зоне которой расположены четыре секции в каждом слое обмотки (q = 4). Вместе с тем число q показывает, сколько пазов приходится на одном полюсном деле-



Рис. 2-9. Элемент схемы волновой обмотки.

нии на одну фазную обмотку, поэтому оно называется числом пазов на полюс и фазу (имеются в виду пазы, заполненные обмоткой). Нетрудно видеть, что число зубцов Z (или пазов) всего якоря в машине переменного тока в том случае, если все пазы заполнены обмоткой, равно

$$Z = 2pmq. \tag{2-1}$$

Отметим, что величина фазной зоны измеряется либо числом q, либо дугами в электрических градусах (радианах).

В соответствии с определением фазной зоны каждая фазная обмотка имеет на двойном полюсном делении по две фазных зоны. В зависимости от величины фазной зоны под разными полюсами различают обмотки с целым и дробным q. В первом случае фазные зоны по всей обмотке имеют одинаковую величину; во втором — встречаются зоны двух размеров, отличающиеся по числу q на единицу (среднее q — дробное число).

Отмеченные выше типы обмоток переменного и постоянного тока можно классифицировать общей схемой, представленной на рис. 2-10.

В обмотках якорей индуктируется периодически изменяющаяся во времени э. д. с. Поэтому в машине переменного тока определенные точки обмотки якоря являются одновременно зажимами цепи якоря. В машине постоянного тока обмотка якоря соединяется с зажимами цепи якоря



Рис. 2-10. Классификационная схема обмоток якорей.

через выпрямительное устройство — коллектор. Сами же по себе обмотки якорей машин постоянного тока и фазные обмотки якорей машин перемен ного тока мало отличаются друг от друга.

Ниже рассматривается принципиальное устройство обмоток якоре машин переменного и постоянного тока.

§ 2-4. Однофазная петлевая обмотка переменного тока с целым q

На рис. 2-11, а представлено схематическое расположение активных сторон секций на поперечном разрезе якоря, а на рис. 2-11, б дана схема обмотки со следующими данными: 2p = 2; q = 4; y = 1; $y_1 = \tau = 6$ Обмотка, изображенная на рис. 2-11, занимает не все пазы якоря, а только ²/₈ их числа. Это обычное соотношение для однофазной обмотки, объясне



Рис. 2-11. Якорь с однофазной петлевой обмоткой с целым q: а — схематическое расположение активных сторон секций; б — схема обмотки; в — схема соединений половин обмотки при параллельном их включении; г — то же, но при последовательном соединении.

ние которому будет дано ниже. Как видно из рис. 2-11, обмотка состоит из двух половин, каждая из которых образована последовательным соединением q секций, расположенных в соседних пазах. В одну входят последовательно соединенные секции, расположенные в верхнем слое пазов 1, 2, 3 и 4, — секции 1, 2, 3, 4; в другую — секции, сдвинутые относи-тельно секций 1-4 на 180° , т. е. секции 7, 8, 9 и 10. Эти части обмотки изображены на рисунке толстыми и тонкими линиями. Каждая из половин обмотки имеет свои начало (Н) и конец (К). Эти половины обмотки должны быть соединены между собой, чтобы фазная обмотка имела одно начало (А) и один конец (Х). Соединение половин обмотки можно осуществить либо послеповательно, либо параллельно, но в обоих случаях э. д. с. каждой половины обмотки должна быть направлена одинаково относительно начала А и конца Х всей фазной обмотки. Нетрудно видеть, что в половинах обмотки э. д. с. между началом и концом направлена в противоположных направлениях, поскольку начала половин отстоят в магнитном поле на 180°: на рис. 2-11, 6 — в первой половине от начала H1 к концу *К1*: во второй половине — от конца *К2* к началу *H2*. Поэтому параллельное и последовательное соединение частей обмотки должно быть выполнено так, как это представлено на рис. 2-11, в. г. Начало А и конец Х обмотки соединены со сторонами секций, отстоящими на 180°.

Величина э. д. с., индуктируемой в каждой половине обмотки, одинакова в силу симметрии половин. Поэтому при параллельном включении половин (рис. 2-11, *e*) э. д. с. на зажимах обмотки *AX* равна э. д. с. одной половины (одной параллельной ветви); при последовательном включении (рис. 2-11, *e*) э. д. с. на зажимах *AX* в два раза больше. Таким образом, э. д. с. обмотки пропорциональна числу последовательно соединенных секций.

В многополюсной машине на каждом двойном полюсном делении петлевая обмотка может иметь две параллельные ветви. Если соединить параллельно ветви, расположенные под всеми полюсами, то обмотка будет иметь наибольшее возможное число параллельных ветвей, равное числу полюсов машины.

§ 2-5. Петлевая обмотка постоянного тока

Рассмотренная выше однофазная обмотка при параллельном включении ее частей становится обмоткой замкнутой. Однако начало и конец обмотки нужно размещать в местах соединения двух ее половин, чтобы получить в обмотке максимально возможную э. д. с. Если в якоре (рис. 2-11) заполнить все пустые пазы секциями (q = 6), то при параллельном включении частей обмотки она становится не только замкнутой, но и полностью симметричной (рис. 2-12). В такой обмотке начало A и конец X могут быть



Рис. 2-12. Схема замкнутой петлевой обмотки: y = 1; $y_1 = \tau = 6$.

устроены в любом месте, лишь бы они отстояли друг от друга на 180° при этом величина э. д. с. будет одинакова.

На двойном полюсном делении такая замкнутая обмотка имеет две параллельные ветви. Если в машине p пар полюсов, то число параллельных ветвей замкнутой обмотки становится равным 2p; для этого необходимс только соединить между собой точки обмотки, отстоящие на 360° (на двойное полюсное деление). Действительно, на каждом двойном полюсном делении замкнутой обмотки получаются, как было показано выше, две равные части с противоположно направленными э. д. с.



Рис. 2-13. Схема включения отдельных частей петлевой обмотки: a — при p = 1; δ — при p = 2.

Стрелками показаны на правления э. д. с. в от дельных частях обмотки.



Рис. 2-14. Коллектор: а — общий вид; б — продольный разрез.

1 — Коллекторная пластина; 2 — место соединения обмотки с коллектором.

На рис. 2-13, а схематически в виде окружности показана замкнутая обмотка для p = 1, имеющая две одинаковые части H1 - K1 и H2 - K2. На рис. 2-13, б подобным же образом представлена замкнутая петлевая обмотка для p = 2. У этой обмотки уже четыре части, в которых э. д. с. попеременно изменяет направление. Из рис. 2-13, б видно, что для нормального использования всех частей обмотки следует соединить в ней точки, отстоящие на 360°. После этого между точками A и X вся обмотка распадается на четыре параллельные ветви. Аналогично можно представить обмотку якоря в машине, имеющей p пар полюсоз.

С помощью замкнутой симметричной обмотки можно получить постоянную э.д.с. Для этого применяют специальное выпрямительное устройство — коллектор. В основной своей части коллектор представляет набор изолированных друг от друга и от тела якоря медных пластин, расположенных так, что они образуют цилиндр, неподвижный относительно якоря и имеющий одинаковую с ним ось вращения (рис. 2-14). На наружную цилиндрическую поверхность коллектора устанавливают неподвижные щетки, сдвинутые относительно друг друга на 180 электрических градусов. Каждое из начал секций обмотки якоря соединяется



Рис. 2-15. Схема простой петлевой обмотки постоянного тока: 2p = 2; y = 1; $y_1 = 6.$



Рис. 2-16. Схематическое представление якоря машины постоянного тока.

с соответствующей коллекторной пластиной (рис. 2-15). На рис. 2-15 коллектор схематически изображен в виде полосы, разделенной на клетки (коллекторные пластины) а щетки — в виде черных прямоугольничков

При достаточно большом числе секций на одном полюсном делении якоря э. д. с. на щетках постоянна. Действительно, при вращении якоря в магнитном поле в секциях обмотки якоря индуктируется периодически изменяющаяся э. д. с. Между щетками на коллекторе действует суммарная э. д. с. всех тех последовательно соединенных секций, которые находятся между коллекторными пластинами, имеющими в данный момент контакт

со щетками. На рис. 2-15 это секции 12-1-2-3-4-5 в одной параллельной ветви и 6-7-8-9-10-11 — в другой. Между щетками находятся в различные моменты времени различные секции, поскольку обмотка с коллектором непрерывно перемещается относительно щеток. Однакс общее число секций, размещенных по схеме между щетками, и положение их в магнитном поле практически не меняются при вращении якоря. если число секций достаточно велико. Поэтому сумма э. д. с. таких секций не меняется во времени и, следовательно, на щетках э. д. с. также неизменна.

Рассмотренная обмотка носит название простой петлевой обмотки постоянного тока. Как и в случае замкнутой однофазной обмотки, число параллельных ветвей ее равно 2p. Если в однофазной обмотке многополюсной машины для образования полного числа параллельных ветвей необходимо соединить точки обмотки, отстоящие на 360°, то для получения полного числа параллельных ветвей простой петлевой обмотки у машины постоянного тока необходимо установить 2p щеток и соединить между собой щетки, отстоящие на 360°.

Положение зажимов якорной цепи (щеток) не может быть произвольным, так как сдвиг их по коллектору приводит к изменению положения в магнитном поле той группы секций, которая включена между щетками, и в результате к изменению э. д. с. между щетками. Максимальное значение э. д. с. на щетках будет иметь место в том случае, когда щетки через коллектор соединяются с секциями, э. д. с. которых равна нулю.

Из рис. 2-13 видно, что в ветвях обмотки якоря, примыкающих с двух сторон к любой из щеток (например, в точке K1, H2 или K2, H3), направление э. д. с., а следовательно, и тока противоположно. Во всех же секциях, размещенных между соседними щетками, ток имеет одинаковую величину — это ток одной параллельной ветви обмотки *i*_a. В дальнейшем на схематических поперечных разрезах якоря машины постоянного тока обмотка условно показывается некоторым количеством равномерно распределенных проводников, коллектор не изображается, а щетки условно располагаются на обмотке в тех точках, где лежит активная сторона секции, имеющей непосредственный контакт со щеткой. Так, для якоря, изображенного на рис. 2-15, схематический разрез будет иметь вид, представленный на рис. 2-16.

§ 2-6. Волновая обмотка постоянного тока

Основным свойством, отличающим волновую обмотку от петлевой, является то, что она обладает числом параллельных ветвей, не зависящим от числа полюсов машины. В простой волновой обмотке число параллельных ветвей всегда равно двум, а в сложных волновых оно равно 2n, где n — коэффициент, определяемый всецело схемой обмотки и не зависящий от числа p.

Ограничимся рассмотрением простой волновой обмотки.

Простая волновая обмотка, составляемая из секций одинаковой формы, может быть выполнена лишь при определенных соотношениях между числом секций S и числом пар полюсов p. Действительно, в соответствии с принципом образования такой обмотки, как следует из рис. 2-9, после укладки p секций, включаемых последовательно, необходимо по схеме обмотки попасть в секцию, лежащую рядом с исходной секцией, для того, чтобы можно было продолжать включать последовательно все новые и новые секции. Это возможно, если выполняется соотношение

$$yp = S - 1$$
,

откуда результирующий шаг простой волновой обмотки

$$y = \frac{S-1}{p}.$$
 (2-2)

Поскольку у должен выражаться целым числом, то простая волновая обмотка с одинаковыми секциями может быть выполнена только для таких чисел S и p, которые удовлетворяют соотношению (2-2).

Рассмотрим образование простой волновой обмотки на конкретном примере. Пусть S = 15; 2p = 4; y = 7; $y_1 = 3$. Примем за начало обмотки (H1) сторону секции, которая при данном положении обмотки голько начинает попадать в магнитное поле. На рис. 2-17 в качестве такой



Рис. 2-17. Схема образования волновой обмотки: S = 15; 2p = 4; y = 7; $y_1 = 3$.

секции выбрана секция 8. Для за данных шагов y_1 и у составляетс схема последовательно соединенны секций. Очевидно, нужно последова тельно присоединять по схеме вол новой обмотки все новые и новы секции до тех пор, пока в них э. д. с имеют одинаковое направление. Н рис. 2-17 видно, что последней секцией должна быть секция 5, так ка в следующей возможной секции последовательно соединяемой с пя той, — в секции 12 — э. д. с. имее

уже противоположное направление. Таким образом, концом первой част обмотки (K1) является конец секции 5. Нетрудно видеть, что независим от числа p в первую часть обмотки всегда будет входить половина все секций обмотки. На рис. 2-17 в первую половину обмотки вошли секци (в порядке их последовательного соединения): 8-15-7-14-6-13-4Секция 12, в которой э. д. с. имеет противоположное направление п сравнению с таковым в секциях первой половины обмотки, должна быт принята за начало второй ее половины (H2). На рис. 2-17 показана схем этой второй ее половины, включающая секции 12-4-11-3-10-2-9-14Конец секции 1 есть в то же время конец K2 второй половины обмотки

При соединении двух половин обмотки последовательно получи разомкнутую обмотку, и в таком виде она могла бы быть использован как однофазная обмотка переменного тока. В машинах постоянного тока



Рис. 2-18. Схема простой волновой обмотки постоянного тока: S = 15; 2p = 4; y = 7; $y_1 = 3$.

где между зажимами цепи якор (щетками) при движении обмотки за ключены различные секции, обмотк якоря должна быть обязательно замк нута. Такая обмотка, как это был показано при рассмотрении петлево обмотки (см. рис. 2-12), может быт получена при параллельном включе нии половин обмотки. В результат такой операции получается схема представленная на рис. 2-18, где точ ками *a* и *b* показаны места соедине ния цепей рис. 2-17.

Если концы секций выведены н коллектор и на нем установлени щетки на расстоянии, соответствую щем расстоянию между точками *a* и *b*, то получаем простую волновую обмотку якоря постоянного тока.

Из приведенных построений видно, что в многополюсной машине постоянного тока с простой волновой обмоткой принципиально достаточно двух щеток на коллекторе. Однако для ограничения длины коллектора практически устанавливается наибольшее возможное число щеток, равное 2p. При этом щетки сдвинуты относительно друг друга на 180 электрических градусов. Щетки, сдвинутые на 360°, имеют одинаковую полярность и поэтому соединяются вместе общей шиной. Следует подчеркнуть, что установка дополнительных щеток не изменяет числа параллельных ветвей волновой обмотки, а приводит, как показывает более подробное рассмотрение, лишь к замыканию накоротко (через щетки, соединенные параллельно) некоторого числа секций, э. д. с. которых близка к нулю.

§ 2-7. Трехфазная петлевая обмотка переменного тока с целым q

Обмотка якоря трехфазной машины переменного тока должна состоять из трех фазных обмоток. Однофазная обмотка, как видно из рис. 2-11, занимает на двойном полюсном делении две фазных зоны. Поэтому в трехфазной обмотке на дуге в 2τ располагаются шесть фазных зон и каждая из них занимает 60° . На зажимах трех фазных обмоток э. д. с. должны быть сдвинуты по фазе на 120° и иметь одинаковую амплитуду (симметричная система трехфазного напряжения).

Поэтому фазные обмотки должны быть симметричны, т. е. иметь одинаковое число секций и одинаковое взаимное расположение. Последнее обозначает, что секции, соответствующие началам фазных обмоток, должны быть сдвинуты на 120°.

На рис. 2-19 дан поперечный разрез якоря и схема соединения двухслойной петлевой обмотки со следующими данными: m = 3; 2p = 2; q = 2; y = 1; $y_1 = \tau$. Соединение фазных обмоток — звезда. На рис. 2-19, aпредставлена первая фазная обмотка. Начало и конец обмотки обозначены соответственно A и X. На рис. 2-19, 6 приведена вторая фазная обмотка с началом B и концом Y. Секция, соответствующая началу этой фазной обмотки, соединенная с зажимом B, сдвинута относительно секции, соединенной с зажимом A, на 120° . Третья фазная обмотка C - Z сдвинута на 120° относительно фазной обмотки B - Y (рис. 2-19, e). Две половины каждой фазной обмотки изображены толстыми и тонкими линиями. Отметим, что выводы фазных обмоток якоря на изготовленных машинах маркируются следующим образом: C1, C2, C3, C4, C5, C6. Число параллельных ветвей обмотки обозначим a. На схемах рис. 2-19 половины фазных обмоток соединены последовательно (a = 1). Их можно соединить параллельно (a = 2). Принцип соединения отдельных частей обмотки такой же, как в однофазной обмотке (рис. 2-11). Наибольшее число параллельных ветвей каждой фазной обмотки в многополюсной машине равно 2p.

На рис. 2-19, г дана схема всей обмотки якоря, являющаяся наложением схем рис. 2-19, a - e. Поскольку фазные обмотки соединены в звезду, их концы X, Y, Z объединены в общую точку. Из рис. 2-19 видно, что фазные зоны в обмотке якоря трехфазной машины расположены в определенной последовательности. Фазные зоны, в которых находятся активные стороны секций с одинаковым направлением э. д. с. (тока), соответствующим началу фазных обмоток, будем обозначать a, b и c. Фазные зоны с противоположным направлением э. д. с. (тока) обозначим соответственно x, y, z. Тогда расположение фазных зон будет таким, как на рис. 2-19, г. На развертке якоря фазные зоны, представленные прямоугольниками для каждого из слоев обмотки, получаются в виде, показанном на рис. 2-19, ∂ . Каждая зона (в одном слое) содержит q пазов. Из рис. 2-19, δ видно, что в обмотке с $y_1 = \tau$ распределение фазных зон нижнего слоя обмотки точно повторяет распределение зон верхнего слоя.

На рис. 2-20 приведена схема обмотки с теми же данными, что и обмотка, изображенная на рис. 2-19, но с $y_1 = \frac{5}{6} \tau$. На этом же рисунке показано распределение фазных зон обмотки в двух слоях. Нетрудно видеть, что если $y_1 < \tau$, то фазные зоны нижнего слоя смещаются относительно зон верхнего слоя на величину, равную $\tau - y_1$.

Отметим, что обмотки, секции которых имеют $y_1 = \tau$ и $y_1 < \tau$, называются соответственно обмотками с диаметральным и сокращенным шагом.

§ 2-8. Трехфазная волновая обмотка переменного тока с целым q

В многополюсной машине петлевая обмотка имеет большое количество соединений между частями обмотки, расположенными под отдельными полюсами. Расход материала на эти соединения особенно значителен при одновитковых секциях. В этих случаях при самом малом числе параллельных ветвей (одна или две) более целесообразно использовать принцип волновой обмотки, когда форма лобовых частей секций позволяет обойтись без дополнительных соединений.

Следует иметь в виду, что волновая обмотка переменного тока несколько отличается от аналогичной обмотки постоянного тока, так как в машине переменного тока результирующий шаг невозможно выполнить в соответ-















Рис. 2-19. Схема трехфазной двухслойной петлевой обмотки с целым q:m=3; $2p = 2; q = 2; y = 1; y_1 = \tau; a - фазная обмотка <math>A - X;$ $\delta - фазная обмотка B - Y;$ $B - \phi$ азная обмотка C - Z; $e - трех \phi$ азная обмотка; ∂ распределение фазных зон.



Рис. 2-20. Схема трехфазной двухслойной петлевой обмотки с ценым $q:m=3; 2p=2; q=2; y=1; y_1=5/6\tau: a-$ схема обмотки; б-распределение фазных зон.



Рис. 2-21. Схема одной фазной двухслойной волновой обмотки с целым q: 2p = 6; q = 2.

ствии с соотношением (2-2). Действительно, на основании (2-1) и (2-2), учитывая, что Z = S, получаем:

$$y = \frac{Z-1}{p} = 2mq - \frac{1}{p} \neq$$
ц. ч. (целое число).

Поэтому в машине переменного тока волновая обмотка с целым q выполняется для большинства секций с результирующим шагом, равным двойному полюсному делению: y = 2mq. При последовательном соединении p секций p - 1 из них имеют нормальный шаг y = 2mq и только в последней секции делается искусственно укороченный переход (шаг у этой секции равен 2mq - 1), так чтобы ее можно было соединить с секцией, лежащей рядом с исходной.

На рис. 2-21 изображена схема такой обмотки для случая p=3 и q=2. На схеме представлена только одна фазная обмотка. Исходная секция служит началом фазной обмотки (А). Начиная от зажима А две последовательно соединенные секции имеют шаг y = 2mq, а третья y = 2mq - 1, так что она соединяется с секцией, лежащей рядом с исходной (начало А). При следующем обходе опять p-1 (в данном случае две) секций имеют нормальный шаг y = 2 mq, а последняя в обходе секция выполняется с шагом на единицу меньшим. Очевидно, таких обходов в обмотке будет q (в рассматриваемом примере — два). После этого в машине пазы, занятые фазной обмоткой, оказываются заполненными лишь наполовину. Вторая часть обмотки, укладываемая на свободные места, повторяет собой первую половину обмотки. Эти части обмотки на рис. 2-21 представлены толстыми и тонкими линиями. Таким образом, независимо от числа полюсов машины рассмотренная обмотка распадается на две части и требуется всего лишь одно соединение между ними.

§ 2-9. Трехфазная обмотка переменного тока с дробным q

В многополюсных машинах практически невозможно выполнить об мотку якоря со значительным целым q, так как при этом получается весьм большое количество пазов (Z = 2pmq). С точки же зрения электрически свойств обмотки, как будет показано далее, такое q желательно иметн Обмотка с дробным числом q позволяет разрешить это противоречие она имеет фазные зоны с небольшим фактическим значением q, однако т электрическим свойствам эквивалентна обмотке с некоторым целым q_z обычно значительно превосходящим действительное q. Фазные зоны в тако обмотке неодинаковы — они получаются двух размеров, отличающихс на один паз.

Рассмотрим, при каких условиях обмотка с дробным q симметрична собмотке с каким целым q_9 она эквивалентна по электрическим свойствам

При дробном значении q это число может быть представлено в общен виде:

$$q = a + \frac{b}{c} = \frac{ac+b}{c},$$

при этом очевидно, что числа b, c и ac + b взаимно простые, т. е. не имею общего делителя.

Число пазов машины при дробном q получается равным

$$Z = 2pmq = 2pm \frac{ac+b}{c}.$$
 (2-3)

Пусть t — общий наибольший делитель чисел Z и p. Это значит, чт якорь состоит из t одинаковых групп, каждая из которых содержит цело число пар полюсов, равное p/t, и целое число пазов, равное Z/t (рис. 2-22) Тогда секции, располагающиеся в точках с одинаковой индукцией и имею щие э. д. с. с одинаковой временной фазой, сдвинуты на Z/t пазов, т. е



Рис. 2-22. Одна из *t* одинаковых групп якоря в случае обмотки с дробным *q*.

находятся в разных группах и числи их равно t. Все же Z/t секций, вхо дящих в одну из t групп, имею различные временные фазы. Если Z/четно, то все Z/t секций распадаются на пары, в каждой из которых э. д. с секций отличаются по фазе на 180° Тогда на основании определения фаз ной зоны обмотки с целым q как зоны занятой в одном слое секциями одной и той же фазной обмотки, в которы: э. д. с. различна по фазе (за исключением сдвига на 180°), можно заключить, что $q_{\theta} = Z/2mt$. Если Z/t нечетно, то среди Z/t секций нет таких, в которых э. д. с. имели бы сдвиг по фазе на 180°, и это эквивалентно увеличению вдвое фазной зоны, т. е. в этом случае $q_{\theta} = Z/mt$.

Все возможные значения числа с охватываются следующими категориями: нечетное и не кратное *m*, четное и не кратное *m* и кратное *m*. Рассмотрим каждое из них.

1. Пусть с нечетно и не кратно *m*. В этом случае числа *c*, *m* и 2 являются взаимно простыми. Поскольку, вместе с тем, *Z* — целое число (ц. ч.), то из (2-3) следует, что

$$\frac{p}{c} = \mathbf{n}. \quad \mathbf{q}. \tag{2-4}$$

Нетрудно видеть, что ц. ч. в (2-4) является наибольшим делителем чисел Z и p. В самом деле, заменяя в (2-4) ц. ч. величиной t, получим: p = ct; Z = 2mt (ac + b). Из этих выражений следует, что, поскольку числа c, m, 2, ac + b взаимно простые, t является наибольшим делителем чисел Z и p. В рассматриваемом случае

$$\frac{Z}{t}=2m\,(ac+b),$$

т. е. представляет четное число, поэтому $q_{\mathfrak{d}} = Z/2mt = ac + b$. Общий наибольший делитель чисел Z и p равен: t = p/c.

2. Пусть с четно и не кратно *m*, т. е. c = 2n, где *n* и *m* — взаимно простые числа. При этом $Z = 2mpq = mp \frac{ac+b}{r}$.

Необходимо иметь p/n = q. q. = t, так как числа m, ac + b, n взаимно простые, а Z должно быть целым числом. Тогда Z = mt (ac + b), p = nt; общий наибольший делитель чисел Z и p теперь равен t = p/n = 2p/c, а Z/t = m (ac + b). Кроме того, поскольку c четно, то b нечетно (раз они взаимно простые числа). Но тогда при любом a величина ac четна, ac + b нечетна и Z/t представляет обязательно нечетное число. Поэтому в рассматриваемом случае: $q_{a} = Z/mt = ac + b$, т. е. то же выражение, что и при нечетном c.

Рассматривая случай, когда *с* кратно *m*, можно показать, что при этом не получается симметричной обмотки с дробным *q*. При любом другом *с* обмотка с дробным *q*, как показано выше, эквивалентна обмотке с целым $q_0 = ac + b$.

Определим максимально возможное число параллельных ветвей обмотки. Если Z/t нечетно, то получается t групп, в которых соответственные секции имеют э. д. с. с одинаковой временной фазой, и поэтому можно образовать t параллельных ветвей. Если Z/t четно, то внутри каждой из групп можно образовать две параллельные ветви, поскольку все секции в группе в этом случае распадаются на пары, э. д. с. в которых сдвинути по фазе на 180°. Поэтому общее число параллельных ветвей оказывается равным 2t. Но выше было показано, что при Z/t нечетном t = 2p/c, а при Z/t четном t = p/c. Следовательно, в любом случае максимально возмож ное число параллельных ветвей обмотки с дробным q равно 2p/c.

Обмотка с дробным q может быть выполнена как петлевой, так и вол новой. Построение схемы обмотки с дробным q можно произвести следую щим образом. Сперва составляется распределение фазных зон в одног слое для эквивалентной обмотки с целым q_3 для p/t пар полюсов. По скольку q_9 в c раз больше действительного q, то число пазов в эквивалент ной обмотке также в c раз больше действительного. Но пазы действитель ной обмотки на якоре распределены равномерно и поэтому, будучи про нумерованными по порядку, они на схеме фазных зон эквивалентног обмотки отстоят друг от друга на c - 1 пазов. После того, как найденраспределение действительных пазов якоря по фазным зонам, составлени схемы обмотки не представляет труда.

На рис. 2-23, а приведена схема фазных зон верхнего слоя для обмотки со следующими данными: p = 1; m = 3; q = 1,5 (a = 1; b = 1; c = 2) Для этой обмотки $q_9 = 3$. Пазы реальной обмотки, отмеченные порядко выми номерами, расположены в пазах эквивалентной обмотки чере один. Из рис. 2-23, а видно распределение сторон секций верхнего слоя действительной обмотки по фазным зонам. На рис. 2-23, б представлены схема одной фазной обмотки ($y_1 = 4$). Поскольку 2p/c = 1, все секций фазной обмотки соединены последовательно. Схема трехфазной обмотки приведена на рис. 2-23, e.

Обмотка с дробным q применяется в гидрогенераторах. По технологи ческим соображениям, она применяется и в двигателях, синхронных в асинхронных.

§ 2-10. Изоляция обмоток

Электроизоляционные материалы являются одним из наиболее ответ ственных элементов электрических машин. Важнейшие показатели элек трических машин — удельные электрические нагрузки, стоимость, а глав ное, надежность — во многом определяются качеством изоляционных материалов.

Основные материалы, применяемые для изоляции машин, можно ориентировочно подразделить на несколько групп.

Первую группу составляют волокнистые материалы органи ческого и неорганического происхождения. Сюда следует отнести бумаги (телефонную, кабельную, асбестовую) в пропитанном или непропитанном состоянии, ленты и лакоткани (хлопчатобумажные, шелковые, стеклян



'ис. 2-23. Схема трехфазной вухслойной петлевой обютки с дробным q:m=3; p=2; $q=1^{-1}b$; $y_1=4$: d-расределение сторон секций ерхнего слоя по фазным онам; δ — схема фазной обютки A - X; a — схема трехфазной обмотки.


ные, асбестовые). Бумаги находят применение для изготовления междуслойных и скрепляющих прокладок, в качестве витковой изоляции и для обертки. Лакоткани применяются для изготовления катушечной и витковой изоляции машин с напряжением до 6 кв. Для скрепления и механической защиты изоляции, а также для окончательной изоляции в некоторых конструкциях используются ленты.

Ко в торой группе можно отнести слюдяные материалы: твердые и гибкие миканиты, микафолий и микаленту. Слюдяные материалы находят применение для изоляции высоковольтных машин в качестве витковой и катушечной изоляции (микалента, микафолий), для изготовления гибких прокладок, изоляции коллекторных пластин и т. д.

Т ретью г руппу составляют различные пленочные материалы. Для изоляции машин используются триацетатные, ацетобутиратные, лавсановые, эскапоновые пленки в чистом виде, а также их сочетания с различными подложками типа бумаги, картона, стеклоткани (синтобумага, синтолента, синтофолий). Пленочные материалы применяются главным образом для получения витковой изоляции.

В последнее время широкое применение начинают находить новые материалы — слюдиниты и слюдопласты.

Необходимой технологической операцией при изготовлении обмоток электрических машин является их пропитка и компаундировка с помощью органических и кремнийорганических лаков, эмалей, компаундов.

Учитывая сложные условия работы изоляции, к ней предъявляют целый комплекс требований. Основными из них являются: высокая нагревостойкость, значительная электрическая и механическая прочность, наличие температурного коэффициента расширения, близкого по величине к таковому у изолируемого металла. Материал должен быть технологичен и дешев. При наличии специальных условий эксплуатации выдвигаются дополнительные требования. Например, от изоляции высоковольтных машин требуется повышенная стойкость к короне (ионизационная стойкость) и малые диэлектрические потери. В тропических условиях изоляция должна быть влагостойкой, устойчивой к действию грибков, плесени и т. д.

Для обеспечения необходимой электрической прочности изоляция выполняется тем большей толщины, чем выше рабочее напряжение обмотки. Так, микалентная изоляция пазовой части обмоток якоря гидрои турбогенераторов имеет двухстороннюю толщину по ширине паза 4-5 мм при номинальном напряжении якоря 3,15 кв. При увеличении номинального напряжения толщина этой изоляции растет пропорционально напряжению, достигая при U = 18 кв толщины 13-15 мм. Для придания монолитности многослойной микалентной изоляции и

69

устранения ее неоднородности и газовых включений между слоями применяют вакуумную сушку изоляции и пропитку компаундом.

Электрическая изоляция работает в машине в сложных условиях: она подвергается воздействию достаточно высокой температуры, электрического поля при нормальном и повышенном напряжениях, механических вибраций и т. д. Под влиянием всех этих факторов происходит медленное ухудшение электрических и механических свойств изоляции. Такие необратимые изменения в изоляции принято называть с т а р е н и е м изоляции. Процесс старения микалентной изоляции в машинах средней и большой мощности при нормальной эксплуатации обычно длится 25— 30 лет.

Большое значение с точки зрения надежности и длительности работы изоляции (срока службы) имеет ее тепловой режим.

Различные изоляционные материалы обладают неодинаковой способностью сохранять свои электрические и механические характеристики при длительном воздействии повышенных температур или, короче, обладают различной нагревостойкостью. Последняя оценивается максимально допустимой температурой $\vartheta_{\text{макс}}$, при которой материал может нормально работать.

Все электроизоляционные материалы, применяемые при изготовлении электрических машин и аппаратов, по величине максимально допустимой температуры принято делить на классы нагревостойкости. Каждый класс объединяет группу материалов, имеющих одинаковую предельно допустимую температуру. Согласно рекомендациям Международной электротехнической комиссии (МЭК) и ГОСТ для изоляции электрических машин, предусматривается семь классов нагревостойкости (табл. 2-1).

Таблица 2-1

Кла	cc	1	2	3	4	5	6	7
Обозначение класса	по МЭК	Y	А	Е	В	F	н	C
	по ГОСТ	0	A	AB	В	BC	СВ	С
_{вмакс}	°C	90	105	120	130	155	180	> 180

Классы нагревостойкости изоляционных материалов

К первому классу нагревостойкости (Y, 0) относятся непропитанные волокнистые материалы органического происхождения (бумага, хлопчатобумажные ткани, ленты, картон, натуральный шелк, ацетатный шелк, полиамидные волокна).

К л а с с А составляют все материалы класса Y (0), пропитанные органическими лаками, нефтяными маслами; термопластичные компаунды, нефтяные масла, эмали.

В класс Е (AB) входят слоистые пластмассы на основе фенолоформальдегидных смол, лавсан, винифлекс, эфиры целлюлозы, эпоксидные, полиуретановые и полиэфирные смолы и компаунды.

Материалы к л а с с а В — это композиции материалов органического и неорганического происхождения. Этот класс объединяет неорганические материалы (слюда, асбест, стекло), пропитанные или склеенные органическими лаками.

К л а с с F (BC) включает материалы класса В, пропитанные и склеенные органическими лаками повышенной нагревостойкости (глифталевые лаки).

В класс H (CB) входят неорганические материалы с применением в качестве склеивающих и пропитывающих составов кремнийорганических смол и лаков, а также кремнийорганические резины.

К классу С относятся чисто неорганические материалы: слюда, асбест, стекло, микалекс, а также пока единственный органический материал фторопласт-4.

Максимально допустимые температуры, приведенные в табл. 2-1, установлены лишь для изоляции обычных электрических машин, длительно работающих в номинальном режиме и в нормальных условиях эксплуатации. При этом указанные температуры соответствуют наиболее нагретому месту изоляции. Отклонение от нормальных условий эксплуатации, как показывает практика, приводит к резкому ухудшению механических и электрических свойств изоляции и, в конечном счете, к сокращению срока службы изоляции.

Обобщение большого опытного материала позволило установить зависимость между сроком службы изоляции машины и температурой. На рис. 2-24 представлена эта зависимость для трех классов изоляции: А, В, Н.

Можно видеть, что превышение температуры сверх допустимой на каждые 8°C для изоляции класса А снижает срок службы изоляции вдвое. Для изоляции классов В и Н такое же уменьшение срока службы получается при повышении температуры соответственно на каждые 10 и 12°C сверх допустимой.

Выявленные закономерности позволяют устанавливать для машин с ограниченным сроком службы предельно допустимые повышения



Рис. 2-24. Зависимость срока службы изоляции от ее температуры. Вероятность срока службы вне заштрихованной области может составлять 5%.

температуры. Для этого необходимо учиты вать, с одной стороны, экономически целесооб разный срок службы машины, а с другой, конкретные условия и режим работы изоляции в данной машине (например, в машинах с большой длиной повышенные механические напряжения в изоляции при ее нагревах и охлаждениях; возможные пониженные температуры размягчения компаундов, применяемых при изолировании обмоток). При установлении длительной температуры обмотов в номинальном режиме машины необходимо также иметь в виду, что при эксплуатации машины трудно установить совершенно надежный контроль наиболее нагретых частей изоляции. По указанным причинам практически допускаемые температуры в машине ниже значений, указанных в табл, 2-1, и регламентируются ГОСТ 183-66.

Значения этих температур указаны в тех местах книги, где рассматривается конструкция конкретных типов электрических машин.

Для оценки качества изоляции и выявления возможных дефектов проводятся специальные испытания как при изготовлении электрических машинтак и в процессе их эксплуатации. В последнем случае контроль характеристик изоляции дает возможность установить также степень ее старения.

Испытание изоляции производится двумя методами: повышенным напряжением промышленной частоты и с помощью выпрямленного напряжения. Ставится вопрос о широком внедрении испытаний изоляции импульсным напряжением.

Достоинство испытаний по первому методу заключается в возможности выявления местных дефектов изоляции (трещины, изломы, проколы и т. п.). Этот метод является основным и обязательным при профилактических испытаниях и испытаниях, проводимых после капитального ремонта эксплуатируемых машин. Нормы испытаний предусматривают различные испытательные напряжения: для машин, работающих в блоке с трансформаторами оно на 30% больше номинального напряжения $U_{\rm H}$; для машин, непосредственно включаемых на сеть, оно составляет 1,5 $U_{\rm H}$. Однако в некоторых энергосистемах испытательные напряжения принимаются равными (1,5 \div 2) $U_{\rm H}$.

При испытании изоляции выпрямленным напряжением наличие местных дефектов можно фиксировать по непропорциональному возрастанию

токов утечки при повышении напряжения. Для усиления эффективности этого метода считают целесообразным иметь величину испытательного напряжения, равную (3 \div 3,5) $U_{\rm H}$.

Одним из наиболее старых методов контроля изоляции является метод измерения ее сопротивления относительно корпуса машины R_{μ} . По ГОСТ сопротивление R_{μ} (в мегомах) не должно быть меньше значения R_{μ} , вычисляемого в виде:

$$R_{\rm g} = \frac{U_{\rm H}}{1000 + \frac{S_{\rm H}}{100}},$$

где $U_{
m H}$ измеряется в вольтах, а номинальная мощность машины $S_{
m H}$ — в киловольт-амперах.

Следует отметить, что многочисленные попытки установить зависимость между сопротивлением $R_{\rm u}$ и электрической прочностью изоляции не принесли успеха. Тем не менее измерения $R_{\rm u}$ дают в известной мере представление об увлажнении изоляции и могут указать на старение изоляции.

Контроль изоляции производится и посредством измерения тангенса угла потерь в ней.

МАГНИТНЫЕ ПОЛЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

§ 3-1. Общий подход к определению поля взаимной индукции в электрических машинах

Напомним, что под магнитным полем взаимной индукции между статором и ротором машины понимают поле, характеризуемое лишь средними значениями индукции, измеренными на действительной кривой распределения поля в воздушном зазоре (см. рис. 1-22, б)

В трансформаторах магнитное поле взаимной индукции образуется всеми трубками, сцепляющимися как с первичной, так и со вторичной обмотками; оно фактически замыкается по сердечнику трансформатора

Задача определения поля взаимной индукции во вращающихся машинах сводится к расчету: 1) кривой распределения поля — индукции Bв воздушном зазоре; 2) потока индукции (магнитного потока) в зазоре $\Phi = l' \int_{0}^{\tau} B_{\delta} dx$ или потоков отдельных гармонических кривой поля в слу-

чае представления последней рядом Фурье; 3) зависимости потока Ф от величины тока обмотки (или обмоток), создающей поле.

В трансформаторах магнитное поле взаимной индукции в поперечных сечениях и вдоль стержней и ярем распределено практически равномерно Поэтому для характеристики поля достаточно зависимости потока от величины тока обмоток.

В электрических машинах поле взаимной индукции образуется токами нескольких обмоток. Например, в синхронных машинах это поле создается токами обмоток якоря и возбуждения, в асинхронных машинах — токами обмоток статора и ротора.

Если допустить, что проницаемость магнитопровода постоянна и не зависит от величины магнитного поля или равна бесконечности, то при определении поля взаимной индукции можно использовать известный принцип наложения, справедливый для линейных систем. В соответствии с этим принципом поле взаимной индукции, возникающее при одновременном протекании токов во всех обмотках, представляет собой наложение полей, обусловленных токами каждой обмотки в отдельности. Таким образом, при сделанном допущении можно оперировать с магнитными полями отдельных обмоток, существующими независимо друг от друга.

В действительности проницаемость стальных участков магнитопровода зависит от величины поля и, следовательно, не остается величиной постоянной. В этих условиях принцип наложения для определения картины поля применять уже нельзя: необходимо иметь дело с полем, созданным совокупным действием токов всех обмоток. Однако такое более строгое аналитическое рассмотрение поля взаимной индукции практически возможно только для трансформаторов и вращающихся электрических машин с равномерным воздушным зазором (асинхронные машины, неявнополюсные синхронные машины). В машинах явнополюсного типа, имеющих магнитопровод сложной формы, для определения поля в зазоре приходится применять принцип наложения, поступаясь строгостью решения рассматриваемой задачи.

Исследования поля в зазоре вращающихся машин показали, что при конечном значении проницаемости стали магнитопровода (особенно зоны зубцов) распределение поля мало отличается от такового при бесконечно большой проницаемости: изменяется лишь величина магнитного потока при тех же значениях токов обмоток. И только при значительной величине максимальной индукции в зубцовой зоне магнитопровода (выше $2-2,2 \ 66/m^2$) конечная проницаемость стали μ несколько сказывается на распределении поля в зазоре. Будем поэтому считать, что распределение поля в зазоре может быть найдено в предположении, что $\mu = \infty$. В этом случае поле в зазоре определяется распределением тока в плоскости поперечного разреза машины и конфигурацией воздушного зазора между статором и ротором.

§ 3-2. Магнитодвижущая сила и магнитное поле взаимной индукции обмоток

Связь между индукцией В и токами обмоток, создающих поле, устанавливается с помощью закона магнитодвижущих сил (м. д. с.) или, как еще его называют, — закона полноготока. Согласно этому закону, линейный интеграл вектора напряженности магнитного поля, взятый по замкнутому контуру, равен полному току, проходящему сквозь этот контур:

$$\oint H_l dl = \oint \frac{B_l}{\mu} dl = \Sigma i_{\kappa} , \qquad (3-1)$$

где H_l , B_l — проекции векторов напряженности поля **H** и индукции **B** на направление обхода контура (dl). (Предполагается, что направления векторов **H** и **B** совпадают.) Если контур интегрирования совпадает с направлением магнитной трубки, то $H_l = H$ и $B_l = B$, где H и B — напряженность поля и индукция в данной точке.



Рис. 3-1. К определению знака тока при пользовании законом м. д. с.: $i_1 > 0$; $i_2 < 0$.

Термин «полный ток» предполагает алгебраическое сложение токов с учетом их направления. Положительное направление тока (положительный знак у тока) связано с положительным направлением обхода известным правилом винта (буравчика). Иллюстрацией этого может служить рис. 3-1.

Интеграл вектора напряженности магнитного поля по замкнутому контуру в (3-1) удобно вычислять по отдельным участкам, на которые можно разбить контур интегрирования. Соответствующий интеграл на каком-либо участке, например, $\int_{ab} H_l dl$ между точками *a* и *b*, называется м. д. с. рассматриваемого участка.

Сам по себе закон м. д. с. в общем случае не определяет картины магнитного поля, т. е. с его помощью нельзя решить так называемой прямой

задачи поля: найти поле по заданному распределению токов. Однако в отдельных случаях при некоторых допущениях такая задача решается для определенной области, занятой полем. В частности, к этим случаям относится задача определения поля в воздушном зазоре неявнополюсной машины в предположении, что магнитная проницаемость стальных участков магнитопровода равна бесконечности. Остановимся на этой задаче несколько подробнее.

При определении поля в зазоре от токов какой-либо обмотки важное значение имеет расположение токов обмотки относительно осей симметрии магнитной среды (магнитопровода). В явнополюсной машине магнитопровод симметричен относительно двух осей: одной, совпадающей с осью явновыраженных полюсов, и другой, располагающейся между полюсами, называемых соответственно п р о д о л ь н о й и п о п е р е ч н о й о с я м и машины. Продольная ось обозначается символом d, поперечная символом q. В неявнополюсной синхронной машине (см. рис. 1-10, б) магнитопровод имеет те же оси симметрии d и q, что и в явнополюсной машине. Однако в первом приближении можно считать ротор такой машины симметричным в магнитном отношении во всех направлениях. Магнитная система асинхронной машины (см. рис. 1-11, б) также практически симметрична во всех направлениях.

Пусть магнитное поле в зазоре неявнополюсной синхронной машины создается обмоткой возбуждения (рис. 3-2). Из этого рисунка видно, что система токов, создающая поле, расположена симметрично относительно осей магнитной симметрии d и q. Очевидно, что в этом случае и поле будет симметричным относительно осей d и q. На рис. 3-2 поле схематически показано в виде трубок 1 и 2. Индукция в точках воздушного зазора, лежащих на поперечной оси машины (например, в точках a, e на рис. 3-2), равна нулю, так как по обе стороны от нее поле в зазоре имеет противоположное направление.

Применим закон м. д. с. для замкнутого контура *абегдеа*, совпадающего с половиной трубки 1 на участке *бегд*. При вычислении интеграла вектора напряженности поля следует учесть, что на участке *баед* он равен нулю, так как в зазоре a - e поле равно нулю, а в сердечниках трубки поля перпендикулярны направлению обхода на рассматриваемом участке. Тогда в соответствии с (3-1) будем иметь:

$$F_{\delta} + F_{c} = t, \qquad (3-2)$$

где $F_{\delta} = \int_{\partial S} \frac{B_{\delta}}{\mu_0} dl$ — м. д. с. воздушного зазора; μ_0 — магнитная прони-

цаемость воздуха; $F_{c} = \int_{56, e^{2}} \frac{B}{\mu} dl$ —м. д. с. участков стали; $f = \Sigma i_{\kappa}$ —

полный ток в контуре абвгдеа.

Величина f в (3-2) называется м. д. с. о б м о т к и, в данном случае м. д. с. обмотки возбуждения. Для трубки поля, сцепляющейся со всеми витками обмотки (трубка 2 на рис. 3-2), величина f достигает максимального значения, равного, как видно из

ного значения, равного, как видно по рис. 3-2, $i_{\rm B}w_{\rm B}$, где $i_{\rm B}$ — ток обмотки возбуждения; $w_{\rm B}$ — число витков обмотки на одном полюсе. Эту м. д. с. обозначим Fи назовем м. д. с. об м о т к и н а п о л ю с е (в данном случае — м. д. с. обмотки возбуждения на полюсе).

Поскольку зазор в машинах достаточно мал, можно принять, что по его длине (на участке *вг* рис. 3-2) индукция B_{δ} неизменна, и тогда

$$F_{\delta} = \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \,\delta_{\mathrm{T}},\tag{3-3}$$

где $\delta_{\rm T}$ — длина трубки в воздушном зазоре.

Если принять проницаемость стали магнитопровода машины равной бесконечности, то $F_{\rm c}=0$ и

$$F_{\delta} = f. \tag{3-4}$$



Рис. 3-2. Схематическая картина поля в зазоре, созданного обмоткой возбуждения неявнополюсной синхронной машины.

В неявнополюсной машине с гладкими статором и ротором (без пазов на их поверхности) при сделанном допущении длина трубки в зазоре $\delta_{\rm T}$ равна величине воздушного зазора δ . (В действительности длина трубок увеличивается по сравнению с величиной зазора по мере приближения к точке, где $B_{\delta} = 0$. Однако точная кривая поля незначительно отличается от таковой, определяемой при условии, что $\delta_{\rm T} = \delta$.) Как показывают исследования, при наличии пазов, равномерно распределенных на поверхности статора и ротора, при определении среднего значения индукции можно принять:

$$\delta_{\rm T} = \delta', \tag{3-5}$$

где $\delta' = k_{\delta}\delta$ — расчетный зазор, в k_{δ} раз бо́льший действительного; k_{δ} — коэффициент воздушного зазора, учитывающий среднее увеличение длины трубки поля в зазоре вследствие наличия пазов.

Таким образом, в рассматриваемом случае индукция в зазоре определяется в соответствии с (3-3) — (3-5) в виде:

$$B_{\delta} = f \frac{\mu_0}{\delta'}.\tag{3-6}$$

Выражение (3-6) показывает, что индукция в зазоре пропорциональна м. д. с. обмотки для данной точки воздушного зазора. Поэтому при определении поля в зазоре неявнополюсной машины необходимо знать, как распределена вдоль зазора м. д. с. обмоток.

Из (3-6) следует, что м. д. с. обмотки f равна нулю в той точке зазора, в которой индукция равна нулю. Из примера схематической картины поля, изображенной на рис. 3-2, можно заключить, что

если зоны, занятые током, расположены симметрично относительно осей магнитной симметрии машины d, q, то точки с равной нулю м. д. с. обмотки находятся в середине зон с током.

При несимметричном относительно осей d, q расположении токов обмоток найти точки, где f = 0, весьма затруднительно.

В явнополюсных машинах поле в зазоре может быть определено по выражению (3-6) лишь на ограниченном участке — на некоторой части полюсного наконечника (за исключением его краев), где длину трубки можно принять равной величине расчетного зазора δ' . В частности, подобным методом можно определять индукцию под серединой полюсного наконечника. В зоне воздушного зазора, примыкающей к краям полюсного наконечника явнополюсной машины, поле определяется графически, если известно распределение м. д. с. обмотки вдоль зазора. При этом на картине поля длина магнитных трубок и индукция трубки должны удовлетворять соотношениям (3-3), (3-4).

Итак, поле в зазоре электрической машины определяется аналитически или графически, если известно распределение м. д. с. обмоток вдоль зазора. Эта задача для явнополюсной машины практически решается только, если кривая м. д. с. симметрична относительно осей d, q. В противном случае необходимо использовать принцип наложения, разлагая м. д. с. на две составляющие, симметричные относительно осей d, q, и определяя частичные поля от каждой из составляющих м. д. с.

Будем в дальнейшем для обозначения м. д. с. обмоток возбуждения применять дополнительный подстрочный индекс «в» ($f_{\rm B}$, $F_{\rm B}$), а для м. д. с. обмоток якоря — индекс «*a*» (f_a , F_a). М. д. с. обмоток статора и ротора асинхронной машины, так же как и м. д. с. первичной и вторичной обмоток трансформатора, обычно обозначаются соответственно F_1 и F_2 .

Для аналитического представления м. д. с. обмоток условимся характеризовать положение какой-либо точки в воздушном зазоре координатой *x*, измеряемой для удобства в электрических радианах и отсчитываемой вдоль зазора от продольной оси магнитного поля, создаваемого рассматриваемой обмоткой. Указанная ось магнитного поля называется м а г н и т н о й о с ь ю обмотки. Отметим, что магнитная ось обмотки возбуждения

совпадает с продольной осью симметрии магнитопровода машины *d* (рис. 3-2).

Ниже кратко рассматриваются м. д. с. обмоток и магнитные поля взаимной индукции, созданные как отдельными обмотками машин, так и совокупным их действием.

§ 3-3. Магнитодвижущая сила обмоток возбуждения

а) МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ ЯВНОПОЛЮСНОЙ МАШИНЫ

На рис. 3-3, *а* схематически представлено поле в воздушном зазоре, созданное обмоткой возбуждения в машине явнополюсного типа. Поле в зазоре равно нулю на поперечной оси машины; в этих же точках зазора м. д. с. обмотки возбуждения *f*_в равна нулю.



Рис. 3-3. Схематическая картина поля в зазоре, созданного обмоткой возбуждения явнополюсной синхронной машины (a), и распределение м. д. с. этой обмотки (б).



Рис. 3-4. Распределение м. д. с. обмотки возбуждения неявнополюсной синхронной машины.

На протяжении всего полюсного деления любая из трубок потока сцепляется со всеми витками обмотки возбуждения, расположенными на полюсе. Поэтому м. д. с. такой обмотки возбуждения в пределах полюсного деления постоянна и равна $f_{\rm B} = F_{\rm B} = i_{\rm B} w_{\rm B}$.

На протяжении соседнего полюсного деления поле в зазоре имеет противоположное направление, поэтому м. д. с. обмотки изменяет свой знак. Распределение м. д. с. обмотки возбуждения показано на рис. 3-3, б.

6) МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ НЕЯВНОПОЛЮСНОЙ МАШИНЫ

Как было показано в § 3-2, м. д. с. $f_{\rm B}$ должна отсчитываться от точки, лежащей по середине зоны, занятой проводниками обмотки возбуждения. Как видно из рис. 3-2, м. д. с. $f_{\rm B}$ должна представлять ступенчатую кривую вплоть до точки, где расположены проводники с током, прилегающие к большому зубу. При дальнейшем движении вдоль зазора (в пределах большого зуба) м. д. с. обмотки неизменна и равна м. д. с. обмотки на полюсе $F_{\rm B}$, так как любая из магнитных трубок, проходящих через большой зуб (типа трубки 2 на рис. 3-2), сцепляется с одним и тем же полным током. Ступенчатость м. д. с. обмотки обусловлена тем, что проводники с токами распределены вдоль зазора не непрерывно, а в пазах, на некотором расстоянии друг от друга.

Будем для простоты считать токи равномерно распределенными вдоль зазора в пределах занимаемой ими зоны. Тогда кривая м. д. с. обмотки будет иметь вид, представленный на рис. 3-4. Кривую м. д. с. удобно анализировать, разлагая ее в ряд Фурье. Поскольку начало координат помещается в точке зазора, лежащей на магнитной оси обмотки возбуждения, разложение в ряд Фурье кривой м. д. с. обмотки возбуждения, представленной на рис. 3-4, имеет вид:

$$f_{\rm B} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{F_{\rm B}}{\rho_{\rm B}} \left(\sin \rho_{\rm B} \cos x - \frac{1}{3^2} \sin 3\rho_{\rm B} \cos 3x + \frac{1}{5^2} \sin 5\rho_{\rm B} \cos 5x - \ldots \right), \qquad (3-7)$$

где дуга $\rho_{\rm B}$ в электрических радианах определяет на полюсе зону, в которой размещены одной своей стороной витки обмотки возбуждения.

Обозначая $\frac{\sin \nu \rho_B}{\nu \rho_B} = k_{pv}$, где ν — порядок гармонической, получим выражение (3-7) в виде:

$$f_{\rm B} = \frac{4}{\pi} F_{\rm B} \left(k_{\rm p1} \cos x - \frac{1}{3} k_{\rm p3} \cos 3x + \frac{1}{5^2} k_{\rm p3} \cos 5x - \ldots \right). \tag{3-8}$$

Таким образом, м. д. с. обмотки возбуждения неявнополюсной машины представляет собой сумму нечетных пространственных гармонических: основной (v = 1) и высших (v > 1) гармонических. Эти гармонические неподвижны относительно ротора. Величина амплитуды гармонической м. д. с. зависит от коэффициента $k_{\rm py}$.

При $\rho_{\rm B} \rightarrow 0$ обмотка возбуждения становится сосредоточенной (в виде одной катушки). Для такой обмотки $k_{\rm p_v} \rightarrow 1,0$. Распределение обмотки по пазам приводит к изменению амплитуд гармонических м. д. с., что учитывается коэффициентом $k_{\rm p_v}$. Поэтому он называется к о э ф ф и ц и е н т о м р а с п р е д е л е н и я о б м о т к и. Коэффициент распределения для высших гармонических значительно меньше, чем для первой (основной) гармонической м. д. с. Поэтому амплитуды высших гармонических м. д. с. выражены в кривой м. д. с. сравнительно слабо.

Соответствующим выбором величины $\rho_{\rm B}$ можно обеспечить достаточно большую основную гармоническую м. д. с. (как по абсолютному значению, так и по отношению к м. д. с. $F_{\rm B}$) и незначительное содержание высших гармонических. При увеличении $\rho_{\rm B}$ увеличивается $F_{\rm B}$ (можно считать, пропорционально $\rho_{\rm B}$), но уменьшается относительное значение амплитуды первой гармонической. Оптимальным значением $\rho_{\rm B}$ оказывается величина около 1,17 эл. рад, т. е. когда около $^{3}/_{4}$ полюсного деления занято пазами обмотки возбуждения.

Таблица 3-1

₽ _B , pa∂	^k pı	$\rho_{\mathbf{B}}^{k}\mathbf{p}_{1}$	k _{ps}	k _{ps}	h _{p7}	$\frac{1}{3} \cdot \frac{h_{p_3}}{h_{p_1}}$	$\frac{1}{5} \cdot \frac{h}{h} \frac{p_5}{p_1}$	$\frac{1}{7} \cdot \frac{k_{p_7}}{k_{p_1}}$
0,87	0,880	0,765	0,192	-0,216	$\begin{array}{c} -0,029\\ 0,118\\ 0,125\\ 0,028\end{array}$	0,073	0,049	0,004
1,04	0,830	0,864	0	-0,166		0	0,040	0,020
1,17	0,825	0,965	0,110	-0,071		0,044	0,017	0,021
1,30	0,740	0,975	0,180	0,040		0,081	0,010	0,005

Коэффициенты k_p, п относительные значения высших гармонических м. д. с. обмотки возбуждения

В табл. 3-1 приведены данные по коэффициентам распределения (до седьмой гармонической), относительному значению высших гармонических по отношению к основной гармонической м. д. с. $\left(\frac{1}{\nu} \cdot \frac{k_{p\nu}}{k_{p1}}\right)$ и величине пропорциональной абсолютному значению первой гармонической ($\rho_{\rm B}k_{p1}$ для нескольких значений $\rho_{\rm B}$.

§ 3-4. Магнитодвижущая сила одной фазной обмотки якоря с целым и

Распределение токов фазной обмотки по пазам якоря можно устано вить с помощью фазных зон обмотки (см. рис. 2-19, 2-20). Рассмотрим сперва м. д. с., обусловленную одной фазной обмоткой. Ее удобно рас сматривать как сумму м. д. с., создаваемых токами верхнего и нижнего слоев обмотки.

На рис. 3-5, а представлены зоны одного слоя фазной обмотки на двой ном полюсном делении якоря. Каждая из зон содержит q пазов. Точками Oотмечены середины фазных зон. Будем для простоты считать, что полный ток зоны, равный $iw_c q$ (где i — ток в витках обмотки; w_c — число витког секции), равномерно распределен вдоль всей зоны. В этом случае кривая м. д. с. одного слоя фазной обмотки $f_c = \varphi(x)$ имеет такой же вид, как и для обмотки возбуждения неявнополюсной машины (рис. 3-4). Эта кривая проходит через нуль в точках O' и имеет наибольшее значение $F_c = 0,5 iw_c q$ (рис. 3-5, δ). Если дугу, занимаемую половиной фазной зоны, обозначить ρ_a и начало координат поместить в точку O, через кото рую проходит магнитная ось рассматриваемой системы токов, то кривая $f_c = \varphi(x)$ имеет следующее разложение в ряд Фурье [ср. с (3-7)]:

$$f_{\rm c} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{F_{\rm c}}{\rho_a} \Big(\sin \rho_a \cos x - \frac{1}{3^2} \sin 3\rho_a \cos 3x + \frac{1}{5^2} \sin 5\rho_a \cos 5x - \ldots \Big).$$
(3-9)

Введем в разложение (3-9) коэффициент распределения фазной обмотки якоря:

$$k_{\rm pv} = \frac{\sin v \rho_a}{v \rho_a}.$$
 (3-10)

Тогда разложение (3-9) принимает вид:

$$f_{\rm c} = F_{\rm c1} \cos x - F_{\rm c3} \cos 3x + F_{\rm c3} \cos 5x - \dots, \qquad (3-11)$$

где амплитуда v-ой гармонической м. д. с. слоя обмотки равна $F_{\rm cv} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{F_{\rm c}}{\nu} k_{\rm pv}$. Первая, третья и пятая гармонические м. д. с. показаны на рис. 3-5, *в*.

a)





Рис. 3-5. М. д. с. слоя фазной обмотки с целым q: а — расположение фазных зон обмотки; б — распределение м. д. с. вдоль зазора; в — гармонические составляющие м. д. с.

Рис. 3-6. М. д. с. фазной обмотки с целым q: а — действительное расположение фазных зон обмотки; 6 — общая система токов обмотки; в — гармонические составляющие м. д. с.

На рис. 3-6, а представлено расположение фазных зон обмотки в двух слоях. Поскольку середины зон двух слоев O_1 п O_2 сдвинуты на величину s, то и магнитные оси токов, расположенных в двух слоях, также сдвинуты на величину ε. На рис. 3-6, б представлены общая система токов обоих слоев обмотки и магнитная ось фазной обмотки, которая располагается посередине между точками O'' и, следовательно, посередине между магнитными осями систем токов верхнего и нижнего слоев обмотки, отстоя от них на $\varepsilon/2$. Если разместить начало отсчета координаты x в точке O, лежащей на магнитной оси фазной обмотки (рис. 3-6, ε), то и м. д. с. каждого слоя обмотки будет иметь аналитическое выражение вида (3-11), в котором вместо x для верхнего слоя нужно положить $x = \frac{\varepsilon}{2}$, а для нижнего слоя $x + \frac{\varepsilon}{2}$. М. д. с. фазной обмотки f_{Φ} равна сумме м. д. с. обоих слоев и поэтому представляется рядом: $f_{\Phi} = F_{c_1} \cos\left(x - \frac{\varepsilon}{2}\right) - F_{c_3} \cos 3\left(x - \frac{\varepsilon}{2}\right) + F_{c_5} \cos 5\left(x - \frac{\varepsilon}{2}\right) - \dots + F_{c_1} \cos\left(x + \frac{\varepsilon}{2}\right) - F_{c_3} \cos 3\left(x + \frac{\varepsilon}{2}\right) + F_{c_5} \cos 5\left(x + \frac{\varepsilon}{2}\right) - \dots$ (3-1)

Складывая гармонические одного и того же порядка от двух сло обмотки, будем получать члены вида:

$$F_{cv}\left[\cos v \left(x - \frac{\varepsilon}{2}\right) + \cos v \left(x + \frac{\varepsilon}{2}\right)\right] = 2F_{cv} \cos v \frac{\varepsilon}{2} \cos v x$$

Поскольку $\frac{y_1}{\tau}$ $\pi = \pi - \varepsilon$ (величина τ , так же как и y_1 , выр жена в зубцовых делениях), то $\left|\cos\left(v\frac{\varepsilon}{2}\right)\right| = \left|\sin\left(v\frac{y_1}{2}\cdot\frac{\pi}{\tau}\right)\right|$ и различаются знаками при v = 3; 7; 11 и т. д. Поэтому обозначая $k_{y_v} = \sin\left(v\frac{y_1}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2}\right)$, получим: $f_{\Phi} = F_{\Phi 1}\cos x + F_{\Phi 3}\cos 3x + F_{\Phi 8}\cos 5x + \ldots =$

$$f_{\Phi} = F_{\Phi 1} \cos x + F_{\Phi 3} \cos 3x + F_{\Phi 5} \cos 5x + \ldots = \sum_{\nu} F_{\Phi \nu} \cos \nu x; \quad \nu = 1; \ 3; \ 5 \ \ldots, \quad (3-1)$$

где

$$F_{\phi v} = 2F_{cv}k_{yv} = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{F_{c}}{v}k_{pv}k_{yv} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{w_{c}q}{v}k_{o6v}i; \quad k_{o6v} = k_{pv}k_{yv}.$$

Коэффициент k_{uv} , учитывающий изменение v-ой гармонической м. д. с вызванное укорочением шага обмотки y_1 по сравнению с полюсным дел нием, называется к о э ф ф и циентом укорочения обмотки Коэффициент k_{obv} , учитывающий одновременно укорочение секций обмо ки и их распределение по пазам, называется о б моточным коэ ф и циентом.

На рис. 3-6, *в* представлены первая, третья и пятая гармонически м. д. с. фазной обмотки. Гармонические м. д. с. фазной обмотки непор вижны относительно магнитной оси фазной обмотки, т. е. проходят чере нуль в определенных точках воздушного зазора. Однако величина гармо нических не остается неизменной во времени, так как она пропорциональн току обмотки. Пусть $i = \frac{l}{a} \sqrt{2} \sin \omega t$, где I, I/a — действующие значени соответственно фазного тока и тока параллельной ветви обмотки. В это случае $F_{\phi_v} = F_{\phi_{vm}} \sin \omega t$, а амплитуда v-ой гармонической м. д. с фазной обмотки равна

$$F_{\phi vm} = 0.9 \frac{Iw}{p} \cdot \frac{k_{06v}}{v}, \qquad (3-1)$$

где число последовательно соединенных витков фазной обмотки

$$w = \frac{2w_{\rm c}pq}{a}.$$

Подставляя найденное значение F_{ϕ_v} в (3-13), получим:

$$f_{\phi} = \left(\sum_{\mathbf{v}} F_{\phi \mathbf{v} m} \cos \mathbf{v} \, x\right) \sin \omega t. \tag{3-15}$$

Таким образом, при синусоидально изменяющемся токе фазной обмотки ее м. д. с. представляет совокупность ряда пространственных гармонических, неподвижных в пространстве, но непрерывно изменяющихся во времени с частотой тока, протекающего по обмотке.

Такие пространственные гармонические называют пульсирующими. Наибольшее возможное значение амплитуды v-ой гармонической м. д. с. F_{фvm} зависит от обмоточного коэффициента k_{обv}.

При достаточно большом q коэффициент распределения обмотки можно вычислять по выражению (3-10); при этом в случае расположения на якоре трехфазной обмотки $\rho_a = \pi/6$. Если q мало, этот коэффициент, особенно для высокого порядка гармонической, следует вычислять по выражению

$$k_{\rm pv} = \frac{\sin\left(\nu\rho_a\right)}{q\sin\left(\nu\frac{\rho_a}{q}\right)}.$$
(3-16)

В табл. 3-2 приведены значения k_{p_y} , вычисленные по (3-10) и (3-16) для гармонических вплоть до 11-го порядка. Как видно из этой таблицы, для любой гармонической k_{p_y} уменьшается с увеличением q.

Таблица 3-2

Коэффициенты k_{p_v} для обмотки с целым числом пазов на плюс и фазу и $2\rho_a = 60^\circ$

k _{py}	q=2	3	4	5	6	7	8	9	10	∞ (равно- мерно рас- пределен- ная об- мотка)
$egin{array}{c} k_{\mathrm{p1}} \ k_{\mathrm{p3}} \ k_{\mathrm{p5}} \ k_{\mathrm{p7}} \ k_{\mathrm{p7}} \ k_{\mathrm{p9}} \ k_{\mathrm{p11}} \ k_{\mathrm{p11}} \end{array}$	$\begin{array}{r} 0,966\\ 0,707\\ 0,259\\ -0,259\\ -0,259\\ -0,707\\ -0,966\end{array}$	0,960 0,667 0,217 -0,177 -0,333 -0,177	$\begin{array}{c} 0,958\\ 0,654\\ 0,205\\ -0,158\\ -0,270\\ -0,270\\ -0,126\end{array}$	0,957 0,646 0,200 0,149 0,247 0,110	0,957 0,644 0,197 -0,145 -0,236 -0,102	0,957 0,642 0,195 -0,143 -0,229 -0,097	0,955 0,641 0,194 -0,141 -0,225 -0,095	0,955 0,640 0,194 -0,140 -0,222 -0,093	0,955 0,639 0,193 0,140 0,220 0,092	$\begin{array}{c} 0,955\\ 0,636\\ 0,191\\0,136\\0,212\\0,087\end{array}$



Рис. 3-7. Система отсчета координаты произвольной точки в зазоре при трехфазном якоре.

а, b. с — магнитные оси фазных обмоток A, B, C. Коэффициент укорочения зависи от шага обмотки y_1 . Надлежащим вы бором y_1 можно значительно умень шить k_{yv} для некоторых гармониче ских, а для одной из них сделат равным нулю. В последнем случае как следует из выражения k_{yv} , необ ходимо, чтобы $y_1/\tau = 2k/v$, где k – целое число (целесообразно такое при котором y_1/τ меньше всего отли чается от 1). Таким образом, практи чески удается получить амплитудо высших гармонических м. д. с., на чиная с v = 5, достаточно малыми

§ 3-5. Магнитодвижущая сила трехфазной обмотки якоря сцелым

Магнитодвижущая сила трехфаз ной обмотки якоря $f_a = \varphi(x)$ полу чается наложением м. д. с. отдельных

фазных обмоток. Условимся отсчитывать координату x в зазоре от маг нитной оси фазы A (рис. 3-7). Поскольку фазные обмотки сдвинуты на магнитном поле возбуждения на 120°, их магнитные оси сдвинуты на такой же угол. Поэтому произвольная точка с координатой x отстоит от маг нитпой оси фазы B на $x = \frac{2\pi}{3}$, а от магнитной оси фазы C — на $x = \frac{4\pi}{3}$. Рассмотрим случай, когда три фазных обмотки обтекаются токами представляющими симметричную трехфазную систему прямой последова тельности, т. е. когда $i_a = I\sqrt{2} \sin \omega t$, $i_b = I\sqrt{2} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$, $i_c = I\sqrt{2} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$. Используя полученное выше выражение м. д. с для одной фазной обмотки (3-15) и учитывая, что множитель, зависящий от времени, в (3-15) определяется видом временной зависимости тока протекающего в данной фазной обмотке, получим м. д. с. трехфазной обмотки f_a в произвольной точке x в виде:

$$f_{a} = \left[\sum_{v} F_{\phi vm} \cos v x\right] \sin \omega t + \left[\sum_{v} F_{\phi vm} \cos v \left(x - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \times \\ \times \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \left[\sum_{v} F_{\phi vm} \cos v \left(x - \frac{4\pi}{3}\right)\right] \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right). \quad (3-17)$$

Определим первую гармоническую м. д. с. трехфазной обмотки /_{a1}. В соответствии с (3-17)

$$\begin{split} f_{a1} = F_{\Phi 1m} \left[\cos x \sin \omega t + \cos \left(x - \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \\ &+ \cos \left(x - \frac{4\pi}{3} \right) \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] = 0,5 \\ F_{\Phi 1m} \left[\sin \left(\omega t - x \right) + \\ &+ \sin \left(\omega t + x \right) + \sin \left(\omega t - x \right) + \sin \left(\omega t + x - \frac{4\pi}{3} \right) + \sin \left(\omega t - x \right) + \\ &+ \sin \left(\omega t + x - \frac{2\pi}{3} \right) \right]. \end{split}$$

Поскольку $\sin(\omega t - x) + \sin\left(\omega t + x - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t + x - \frac{4\pi}{3}\right) = 0,$ to

$$f_{a1} = F_{a1} \sin(\omega t - x), \tag{3-18}$$

где амплитуда первой гармонической м. д. с. трехфазной обмотки равна

$$F_{a1} = 1,5F_{\oplus 1m} = 1,35\frac{Iw}{p}k_{\text{o}61}.$$

Таким образом, амплитуда основной гармонической м. д. с. у трехфазной обмотки в 1,5 раза больше, чем у одной фазной обмотки.

Производя аналогичным образом сложение третьих и кратных трем гармонических в (3-17), нетрудно убедиться, что их сумма равна нулю, т. е. эти гармонические в кривой м. д. с. трехфазной обмотки для рассматриваемого вида фазных токов отсутствуют. Можно сложить и остальные высшие гармонические, однако ими можно пренебречь ввиду малости их амплитуды.

Первая гармоническая м. д. с. трехфазной обмотки имеет принципиальное отличие от аналогичной гармонической одной фазной обмотки: она представляет волну, вращающуюся вдоль зазора в сторону положительной координаты x со скоростью ω (в электрических радианах в секунду).

В самом деле, проследим за некоторой ординатой волны м. д. с. — для нее $\omega t - x = \text{const}$; это значит, что ее координата x возрастает пропорционально времени t. Угловая скорость вращения любой ординаты волны dx/dt определяется из приведенного соотношения путем его дифференцирования: $dx/dt = \omega$. Таким образом, скорость вращения волны м. д. с. трехфазной обмотки определяется угловой частотой тока фазных обмоток. В установившемся режиме (при заданной частоте тока) м. д. с. вращается с синхронной скоростью $\Omega_1 = \omega/p$. Анализируя выражение (3-18), нетрудно заметить, что амплитудо волны м. д. с. совпадает в пространстве с магнитной осью той фазной обмотки, в которой в данный момент ток достигает максимального значе ния. Действительно, амплитуда м. д. с. располагается в такой точке за зора, координата которой определяется из равенства $\omega t - x = \frac{\pi}{2}$, откуда

$$x = \omega t - \frac{\pi}{2}.$$
 (3-19)

Пусть ток в фазе A максимален, при этом sin $\omega t = 1$ и $\omega t = \pi/2$. Под ставляя это значение ωt в (3-19), найдем: x = 0, т. е. амплитуда м. д. с в рассматриваемый момент времени располагается на магнитной оси фазы А. Аналогично можно показать это и в отношении двух других фаз ных обмоток. Таким образом, положение волны м. д. с. определяется по одной фазной обмотке, если в ней ток имеет максимальное значение Вследствие этого основная гармоническая передвигается по направленик к оси той фазы, в которой ток стремится к максимальному значению Иными словами, волна м. д. с. пересекает оси фазных обмоток в такой последовательности, в какой токи в фазах проходят через свой максимум Когда токи якоря составляют прямую последовательность, т. е. последо вательность прохождения токов через максимум — I_a, I_b, I_c, волна м. д. с вращается в направлении от оси а к оси в и далее к оси с. При наличии в об мотках якоря токов обратной последовательности (последовательности прохождения фазных токов через максимум $-I_a$, I_c , I_b) направление вращения волны м. д. с. изменяется на противоположное.

Отметим, что высшие пространственные гармонические м. д. с. трехфазной обмотки порядка v (за исключением третьей и кратных трем, отсутствующих в кривой м. д. с.), которые здесь не рассмотрены, представляют собой волны с пространственным полупериодом, равным τ/v , и вращающиеся со скоростью Ω_1/v , т. е. в v раз медленнее, чем первая гармоническая.

§ 3-6. Магнитодвижущая сила обмотки якоря постоянного тока

Обмотки якоря в машинах постоянного тока обычно выполняются из секций, ширина которых мало отличается от полюсного деления. Поэтому ограничимся рассмотрением м. д. с. обмоток с секциями, имеющими так называемый д и а м е т р а л ь н ы й ш а г ($y_1 = \tau$). У таких обмоток токи в верхнем и нижнем слоях в любом пазу якоря имеют одинаковое направление. Обычное расположение щеток на коллекторе таково, что они соединяются с секциями, э. д. с. в которых равна нулю. При схематическом изображении якоря (§ 2-5) щетки в этом случае находятся на поперечной оси машины (рис. 3-8, а). В пределах полюсного деления ток во всех проводниках обмотки имеет одинаковое направление и величину; на соседних полюсных делениях, примыкающих с двух сторон к щетке, токи имеют противоположные направления. Таким образом, при принятом схематическом изображении щеток они являются границей раздела обмотки якоря на зоны с противоположно направленными токами в проводниках обмотки.

Будем для простоты считать, что токи, сосредоточенные в пазах якоря, равномерно распределены по его поверхности с линейной плотностью, равной $AS = i_a N/\pi D$, где i_a — ток в проводнике обмотки (ток параллельной ветви обмотки); N — число проводников обмотки; D — диаметр якоря. Величина AS называется л и н е й н о й н а г р у з к о й машины.

На рис. 3-8, б схематически показана развертка якоря с равномерно распределенным током на его поверхности. М. д. с. обмотки якоря равна нулю в середине зоны с током одинакового направления, т. е. между соседними щетками. В точке с произвольным значением координаты xм. д. с. $f_a = AS x$, т. е. она растет пропорционально x, достигая максимального значения в точках, где расположены щетки (рис. 3-8, e). Максимальное значение м. д. с. $F_a = AS\tau/2$.

При сдвиге щеток на коллекторе, очевидно, м. д. с. сдвигается так, что максимальные значения F_a располагаются в точках нахождения щеток. Таким образом, положение кривой м. д. с. определяется только лишь положением щеток на коллекторе.



Рис. 3-8. К определению м. д. с. обмотки якоря машины постоянного тока: а — схематический поперечный разрез машины; б — развертка машины; в — м. д. с. обмотки якоря.

§ 3-7. Магнитодвижущая сила обмотки ротора асинхронной машины

В случае фазного ротора асинхронной машины, когда на нем расположены фазные обмотки, аналогичные обмоткам якоря, м. д. с. обмотон ротора и якоря будет иметь одинаковый характер (§ 3-5). При этом в кривой м. д. с. обмотки можно считаться только с первой (основной) гармонической, имеющей пространственный «период», равный двойному полюсному делению, и вращающейся относительно фазных обмоток ротора с угловой скоростью ω_2 в электрических радианах в секунду, равной угловой частоте тока обмоток ротора. Направление вращения волны м. д. с. определяется последовательностью прохождения через максимум фазных токов ротора, а амплитуда ее равна в соответствии с (3-18): $F_2 = 1,35 \frac{I_2 w_2}{p} k_{062}$, где I_2 — действующее значение фазного тока ротора; w_2 — число последовательно соединенных витков фазной обмотки ротора; k_{062} — обмоточный коэффициент обмотки ротора для первой гармонической.

Для короткозамкнутого ротора асинхронной машины (с одной или несколькими короткозамкнутыми равномерно распределенными обмотками) кривая м. д. с. может быть построена по общему методу: в данной точке зазора м. д. с. распределенной обмотки равна полному току от тех ее проводников, которые расположены на дуге от точки, где м. д. с. принимается равной нулю, и до рассматриваемой точки. Если на графике откладывать по оси абсцисс координату x, характеризующую положение стержней обмотки ротора вдоль зазора, а по оси ординат i_2 —значения токов в стержнях в данный момент, то при достаточно большом числе стержней кривая $i_2 = f(x)$ представляет практически гармоническую кривую. Поэтому кривая м. д. с. от этих токов также представляет гармоническую кривую вдоль координаты x.

Можно показать, что кривая распределения токов стержней вдоль координаты x вращается вдоль зазора относительно ротора с угловой скоростью ω_2 , равной угловой частоте токов ротора. Поэтому м. ∂ . с. короткозамкнутой обмотки ротора по своему характеру ничем не отличается от м. ∂ . с. обмоток фазного ротора.

§ 3-8. Поле возбуждения синхронной машины и машины постоянного тока

При наличии тока только в обмотке возбуждения синхронной машины и машины постоянного тока в воздушном зазоре создается поле взаимной индукции, которое называют полем возбуждения. Рассмотрим это поле сперва в предположении, что проницаемость стального магнитопровода µ равна бесконечности.

а) НЕЯВНОПОЛЮСНАЯ СИНХРОННАЯ МАШИНА

Индукция поля возбуждения в зазоре определяется выражением (3-6). Подставляя в него м. д. с. обмотки возбуждения (3-8), получим:

$$B_{\delta B} = \frac{\mu_0}{\delta} f_{B} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{\delta} F_{B} \left(k_{\text{p1}} \cos x - \frac{1}{3} k_{\text{p3}} \cos 3x + \frac{1}{5} k_{\text{p3}} \cos 5x - \ldots \right).$$
(3-20)

Как следует из (3-6), (3-8) и (3-20), кривая индукции в зазоре повторяет в некотором масштабе кривую м. д. с. обмотки возбуждения, т. е. представляет собой совокупность гармонических: основной (первой гармонической) и высших — нечетного порядка.

Амплитуда v-ой гармонической индукции поля возбуждения в соответствии с (3-20) равна:

$$B_{\delta B \nu} = \frac{4}{\nu \pi} \cdot \frac{\mu_0}{\delta'} F_{\rm B} K_{\rm p \nu}. \tag{3-21}$$

Расчетный зазор в (3-21) равен $\delta' = \delta k_s$, а коэффициент воздушного зазора, учитывающий зубчатость только якоря машины, может быть определен по полуэмпирической формуле

$$k_{\delta} = \frac{\iota_1 + 10\delta}{b_{\sigma 1} + 10\delta},\tag{3-22}$$

где так называемое зубцовое деление $t_1 = b_{31} + b_n$; b_{31} — ширина зубца на поверхности якоря; b_n — ширина паза (рис. 3-9). Величина k_{δ} обычно находится в пределах 1,1—1,3. На рис. 3-10 представлены первая, третья и пятая гармонические индукции поля возбуждения неявнополюсной машины.

Поле возбуждения неподвижно относительно полюсов машины, на которых расположена обмотка возбуждения. Поэтому все гармонические поля, которые в сумме дают действительную кривую индукции, неподвижны относительно друг друга.

Из этого можно сделать вывод, что все гармонические поля возбуждения перемещаются относительно якоря с одинаковой скоростью. Первая гармоническая поля возбуждения индуктирует в обмотке якоря э. д. с. основной частоты f,

вследствие чего это поле и соответствующий поток называют основным полем и основным потоком.

Высшие гармонические поля возбуждения индуктируют в обмотке якоря э. д. с., частота которой равна vf, так как на одном полюсном делении поле v-ой гармонической v раз меняет свой знак (рис. 3-10). Высшие гармонические поля можно уменьшить в соответствии с (3-21), выполняя



Рис. 3-9. Зубцовое деление якоря.



Рис. 3-10. Распределение поля возбуждения неявнополюсной синхронной машины.

индукция поля возбуждения В_{δВ}; 2,
 3, 4 — первая (основная), третья и пятая гармонические поля.



Рис. 3-11. К расчету основного потока возбуждения.

обмотку возбуждения с достаточно ма лыми значениями коэффициента рас пределения k_{p_y} . Это достигается пра вильным выбором величины обмотанно части сердечника на полюсном делении

Максимальное значение индукци поля в зазоре $B_{\delta B_m}$ в соответствии с (3-6 равно

$$B_{\delta Bm} = \frac{\mu_0}{\delta'} F_{\rm B} \,. \tag{3-23}$$

Для характеристики основного пол возбуждения вводят коэффициент k_r равный отношению амплитуды перво гармонической индукции $B_{\delta B1}$ к макси мальному значению индукции $B_{s Bm}$:

$$k_{\rm B} = \frac{B_{\delta B1}}{B_{\delta Bm}}.$$
 (3-24)

Для неявнополюсной машины на осно вании (3-21) и (3-23)

$$k_{\rm B} = \frac{4}{\pi} k_{\rm P1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\sin \rho_{\rm B}}{\rho_{\rm B}}$$

и в практических случаях близок к еди нице.

Основной поток возбуждения Ф_о оп ределяется первой гармонической ин дукции в зазоре и поэтому равен

$$\Phi_0 = \frac{2}{\pi} B_{\delta_{\rm Bi}} \tau l', \qquad (3-25)$$

где $\frac{2}{\pi} B_{\delta B1}$ представляет среднее в пре делах полюсного деления значени первой гармонической индукции (рис

3-11). Выражение (3-25) справедливе как для неявнополюсной, так и явно полюсной синхронных машин.

6) ЯВНОПОЛЮСНАЯ СИНХРОННАЯ МАШИНА

Кривая поля под большей частью полюсного наконечника явнополюсной машины может быть определена по вы ражению (3-6). На остальном участке полюсного деления машины она находится графическим способом. Характер поля можно видеть на рис. 3-12. Кривая поля может быть разложена в ряд Фурье и поэтому содержит основную гармоническую (основное поле) и высшие гармонические, которые в силу симметрии поля имеют нечетный порядок. Наибольшее значение индукции поля возбуждения $B_{\delta Bm}$ будет иметь место под серединой полюса, где зазор минимален и определяется выражением (3-23), в котором δ' представляет расчетный зазор под серединой полюса.

Амплитуда первой гармонической поля возбуждения явнополюсной синхронной машины определяется согласно (3-23), (3-24) в виле:

$$B_{\delta_{\rm BI}} = k_{\rm B} B_{\delta_{\rm BM}} = k_{\rm B} \frac{\mu_0}{\delta'} F_{\rm B} \,.$$
 (3-26)



Рис. 3-12. Распределение поля возбуждения явнополюсной синхронной машины.

индукция поля возбуждения В_{бв}:
 первая (основная) гармоническая поля.

Картина поля возбуждения явнополюсной машины практически определяется тремя безразмерными параметрами: отношением зазора $\delta_{\text{макс}}$ под краем полюсного наконечника к зазору δ под его серединой; отношением δ/τ и так называемым к о э ф ф и ц и е н т о м п о л ю с н о й д у г и α , равным $b_{\text{п.н}}/\tau$, где $b_{\text{п.н}}$ — ширина полюсного наконечника (рис. 3-12). Поэтому коэффициент $k_{\text{в}}$ для явнополюсной машины определяется указанными выше безразмерными коэффициентами и находится по заготовленным расчетной практикой кривым.

Придавая соответствующую форму полюсному наконечнику и выбирая надлежащее значение параметра $\alpha = b_{\text{п.н}} / \tau$, можно уменьшить величину амплитуд высших гармонических в кривой поля возбуждения. Обычно в синхронных машинах $b_{\text{п.н}} / \tau \approx 0.7$ и $\delta_{\text{макс}} / \delta = 1.5 \div 2.0$.

в) МАШИНА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Как будет показано ниже, э. д. с. обмотки якоря и электромагнитная сила, действующая на якорь машины постоянного тока, не зависят от вида кривой поля $B_{\delta B} = f(x)$, а определяются лишь величиной потока взаимной индукции. Поэтому с точки зрения основного электромагнитного процесса в такой машине интерес представляет не сама кривая поля, а площадь, образуемая ею с осью абсцисс, которая определяет значение потока на единицу длины машины.



Поскольку нет особых требований к форме кривой поля в машине постоянного тока полюсные наконечники машины выполняют так, что зазор между ними и якорем постоянен и лишь по краям полюса зазор несколько увеличен. Кривая поля при этом имеет вид, представленный на рис. 3-13.

Величина потока возбуждения — будем его обозначать так же, как основной поток в синхронной машине — Ф_о, — равна

$$\Phi_{\rm o} = l' \int_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}} B_{\delta \rm B} dx = \alpha' \tau l' B_{\delta \rm Bm}, \qquad (3-27)$$

Рис. 3-13. Распределение поля возбуждения машины постоянного тока.

где а́— расчетный коэффициент полюсной дуги, определяемый на основании картины магнитного поля в виде:



Как показали многочисленные расчеты полей машин постоянного тока, коэффициент α' для различных машин изменяется в узких пределах и примерно равен 0.62—0.72 (для машин с добавочными полюсами). Для машин с увеличенным зазором под краями полюсного наконечника можно принять: $\alpha' = b_{n,H}/\tau$. Таким образом, для заданных размеров машины поток можно определить по выражению (3-27), если известна индукция под серединой полюса $B_{\delta Bm}$.

r) ПОЛЕ ВОЗБУЖДЕНИЯ ПРИ КОНЕЧНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МАГНИТОПРОВОДА

При конечных значениях проницаемости стального магнитопровода форма кривой поля в зазоре в первом приближении сохраняется, но величина индукции должна определяться с учетом м. д. с. участков стали. Как видно из (3-2), в этом случае вместо соотношения (3-6) будет иметь:

$$B_{\delta B} = \frac{\mu_0}{\delta'} (f_B - F_c) = \frac{\mu_0}{\delta'} \cdot \frac{f_B}{k_\mu}, \qquad (3-28)$$

где $k_{\mu} = \frac{I_{B}}{f_{B} - F_{C}} = \frac{F_{\delta} + F_{C}}{F_{\delta}} = 1 + \frac{F_{C}}{F_{\delta}}$ носит название коэффициента насыщения.

Поскольку можно принять, что на распределение поля в зазоре конечное значение μ магнитопровода не оказывает влияния, максимальное значение индукции под серединой полюса $B_{\delta B_m}$, амплитуда первой гармонической индукции $B_{\delta B1}$ и потоки Φ_0 в машинах синхронной и постоянного тока определяются на основании (3-23), (3-25) — (3-28) в виде:

$$B_{\delta Bm} = \frac{\mu_0}{\delta'} \cdot \frac{F_B}{k_\mu}, \qquad (3-29)$$

$$B_{\delta B1} = k_{\rm B} \frac{\mu_0}{\delta'} \cdot \frac{F_{\rm B}}{k_{\mu}}; \tag{3-30}$$

для синхронной машины

$$D_{0} = \frac{2}{\pi} B_{\delta B_{1}} \tau l' = \frac{2}{\pi} k_{B} \frac{\mu_{0}}{\delta'} \tau l' \frac{F_{B}}{k_{\mu}}; \qquad (3-31)$$

для машины

постоянного тока

$$\Phi_{\rm o} = \alpha' B_{\delta \rm Bm} \tau l' = \alpha' \frac{\mu_0}{\delta'} \tau l' \frac{F_{\rm B}}{k_{\mu}}.$$
(3-32)

Из выражений (3-28) — (3-32) следует, что при заданном значении м. д. с. обмотки возбуждения $F_{\rm B}$ индукция в зазоре, основной и полный потоки возбуждения при конечных значениях проницаемости стали μ ($F_{\rm c} \neq 0$) уменьшаются в сравнении со случаем $\mu = \infty$ в k_{μ} раз. Коэффициент насыщения k_{μ} зависит от величины потока возбуждения.

Коэффициент насыщения k_{μ} зависит от величины потока возбуждения. Действительно, расчетные значения индукций на участках стального магнитопровода *B* пропорциональны индукции в зазоре $B_{\delta B_m}$. С другой стороны, м. д. с. F_{δ} пропорциональна $B_{\delta B_m}$,

тогда как м. д. с. участков стали $F_c = \int \frac{B}{\mu} \cdot dl$ растет сильнее увеличения индукции B, так как для величин поля, представляющих интерес, проницаемость μ уменьшается с увеличением B. Поэтому величина k_{μ} растет с увеличением потока возбуждения (с увеличением насыщения магнитопровода).

Индукции на различных участках магнитопровода не одинаковы. Так, в номинальном режиме работы для различных электрических машин средней и большой



Рис. 3-14. Магнитная характеристика.

мощности индукция в воздушном зазоре B_{δ} меняется в сравнительно небольшом диапазоне 0,6—0,9 *mл* (6000—9000 *cc*); в сердечнике статора и ротора $B_a = 0,8 \div 1,4$ *mл*; в полюсах $B_{\pi} = 1,2 \div 1,7$ *mл*; в наиболее узкой части зубцов якоря $B_3 = 1,7 \div 2,2$ *mл*. Для указанных значений индукций коэффициент насыщения k_{μ} составляет в различных машинах 1,1-1,3.

Непостоянство k_{μ} определяет характер зависимости потока Φ_0 от м. д. с. обмотки возбуждения $F_{\rm B}$ [(3-31), (3-32)]: она практически линейна лишь в области небольших полей, а с увеличением поля все значительнее отклоняется от линейной (рис. 3-14).

Указанная зависимость $\Phi_{\rm o} = f(F_{\rm B})$ называется магнитной характеристикой.

§ 3-9. Поле реакции якоря синхронной машины и машины постоянного тока

Рассмотрим теперь поле взаимной индукции, обусловленное только токами, протекающими в обмотке якоря машины. Это поле называют полем реакции якоря. При его определении проницаемости стали машины будем считать равной бесконечности.

Наиболее просто поставленная задача решается для машины с равномерным воздушным зазором, имеющей симметричный магнитопровод. Индукция в воздушном зазоре такой машины может быть вычислена по выражению (3-6), в котором нужно положить $f = f_a$, где $f_a - m$. д. с. обмотки якоря:

$$B_{\delta a} = \frac{\mu_0}{\delta'} f_a.$$

Из последнего выражения видно, что индукция в любой точке воздушного зазора определяется только значением м. д. с. обмотки якоря в этой точке вследствие чего распределение индукции В_{ва} вдоль зазора полностью соот ветствует распределению м. д. с. обмотки якоря вдоль окружности якоря

Пусть обмотка якоря машины переменного тока является трехфазной и обтекается трехфазными симметричными токами прямой последовательности. В этом случае, как было показано в § 3-5, м. д. с. f_a представляет собой совокупность пространственных волн: первой гармонической и высших гармонических v, вращающихся соответственно с синхронной сксростью Ω_1 и скоростями Ω_1/v (v не равно и не кратно трем). Поскольку поле v-ой гармонической является полем взаимной индукции, оно участвует в образовании электромагнитной силы F_{2M} , действующей на статор и ротор машины. Однако практика показала, что с этим проявлением поля v-ой гармонической обычно можно не считаться. Поэтому поля от высших гармонических м. д. с. обмотки якоря исключают из поля реакции якоря. Это относится как к неявнополюсным, так и к явнополюсным машинам переменного тока. Таким образом, для машин переменного тока под п о лем реакции якоря понимают поле взаимной индукции только от первой гармонической м. д. с. обмотки якоря.

Относительно полей, создаваемых высшими гармоническими м. д. с. обмотки якоря, следует сказать, что, исключая их из поля взаимной индукции, можно вместе с тем формально отнести их к полям рассеяния обмотки якоря, поскольку они все же индуктируют в ней э. д. с. основной частоты. Действительно, полюсное деление высшей гармонической равно τ/v , т. е. поле ее в v раз больше меняет свой знак по окружности якоря, чем первая гармоническая поля. Иными словами, если поле первой гармонической имеет 2*p* полюсов, то поле высшей гармонической — 2*pv*. Поэтому частота f_v э. д. с., индуктируемой в обмотке якоря v-ой гармонической поля в зазоре, обусловленной током обмотки якоря, в соответствии с (1-7) равна:

$$f_{\mathbf{v}} = \frac{p\mathbf{v}}{60} \cdot \frac{n}{\mathbf{v}} = \frac{pn}{60} = f_1.$$

Этот вид рассеяния обмотки якоря носит название дифференциального рассеяния.

С учетом сделанных замечаний рассмотрим поля реакции якоря для различного вида машин, предполагая, что по обмотке якоря синхронной машины протекают токи прямой последовательности, а по обмотке якоря машины постоянного тока — постоянный ток заданной величины.

а) СИНХРОННАЯ МАШИНА НЕЯВНОПОЛЮСНОГО ТИПА

При наличии в обмотке якоря токов прямой последовательности волна м. д. с. f_{a1} неподвижна относительно ротора машины, поскольку она вращается по направлению вращения ротора с той же скоростью. Условимся определять ее положение относительно ротора углом ψ между осью q и прямой, совмещенной с максимальным значением м. д. с. F_{a1}

Рис. 3-15. Схематическое изображение м. д. с. и поля реакции якоря неявнополюсной синхронной машины: *а* — схематическое расположение амплитуды м. д. с.; *б* — распределение м. д. с. и индукции вдоль зазора.

1 — основная гармоническая м. д. с. обмотки якоря; 2 — распределение индукции в зазоре.



(рис. 3-15). Вследствие того, что расчетный зазор неявнополюсной машины δ' практически не меняется вдоль окружности якоря, поле реакции якоря сохраняет свое значение независимо от того, какое положение занимает волна м. д. с. f_{a1} относительно ротора.

Таким образом, величина и распределение поля реакции якоря не зависят от угла ψ : индукция B_{δ_a} всегда распределена вдоль зазора по гармоническому закону и ее амплитуда

$$B_{\delta a} = \frac{\mu_0}{\delta} F_{a1}. \tag{3-33}$$

6) СИНХРОННАЯ МАШИНА ЯВНОПОЛЮСНОГО ТИПА

В рассматриваемой машине волна м. д. с. обмотки якоря f_{a1} , так же как и в предыдущем случае, остается неподвижной относительно ротора. Однако теперь при заданной амплитуде м. д. с. F_{a1} поле реакции якоря будет различным в зависимости от угла ф. На рис. 3-16 показаны кривые поля $B_{\delta a}$ для двух частных случаев, когда $\psi = 0$ и $\pi/2$ при одинаковом значении F_{a1} .

Указанное обстоятельство затрудняет расчет поля реакции якоря, так как для каждого произвольного значения угла ψ необходимо строить свою картину поля.

Поэтому при рассмотрении поля реакции в явнополюсной машине применяют принцип наложения: исходную гармоническую волну м. д. с., сдвинутую своей амплитудой относительно оси q на угол ψ , заменяют двумя частичными гармоническими волнами м. д. с., амплитуды которых совпадают с осями магнитной симметрии d и q.

При этом, очевидно, амплитуды двух частичных волн м. д. с. должны быть такими, чтобы сумма частичных волн давала бы в пространстве исходную волну м. д. с. Наложение магнитных полей, обусловленных частичными волнами м. д. с., в соответствии с принципом наложения должно дать искомое поле от заданной волны м. д. с. f_{a1} . Нетрудно видеть, что амплитуды частичных волн м. д. с. должны быть равны (рис. 3-17):

$$F_{ad1} = F_{a1} \cos\left(\psi + \frac{\pi}{2}\right) = -F_{a1} \sin\psi,$$
 (3-34)

$$F_{aa1} = F_{a1} \cos \psi. \tag{3-35}$$

Удобство разложения исходной волны м. д. с. f_{a1} на две составляющие по осям d, q состоит в том, что при этом необходимо построить всего две



Рис. 3-16. Распределение поля реакции якоря в явнополюсной синхронной машине: a) $\psi = \pm \frac{\pi}{2}$; δ) $\psi = 0$.

1 — основная гармоническая м. д. с. якоря; 2 — индукция в зазоре $B_{\delta a}$; 3 — основная гармоническая индукция в зазоре.

Рис. 3-17. Разложение м. д. с. обмотки якоря синхровной машины на составляющие по осям d, q: а — схематическое расположение амплитуд м. д. с.; б — распределение м. д. с. вдоль зазора.

картины поля: для осей d (рис. 3-16, a) и q (рис. 3-16, b), с помощью которых определяют поле для любых значений F_{a1} и ψ .

Подобный метод исследования реакции якоря явнополюсной синхронной машины с помощью разложения м. д. с. якоря на оси d, q — м е тод двух реакций — был предложен Блонделем.

При рассмотрении основного электромагнитного процесса в машине можно ограничиться первыми гармоническими полей реакции якоря по осям *d* и *q* (продольная и поперечная реакции якоря). Их амплитуды нетрудно получить, разлагая кривые индукций (рис. 3-16) в ряд Фурье, и в общем виде они равны:

$$B_{\delta ad1} = k_d \frac{\mu_0}{\delta'} F_{ad1} = k_d B_{\delta adm}, \qquad (3-36)$$

$$B_{\delta aq1} = k_q \frac{\mu_0}{\delta} F_{aq1}. \tag{3-37}$$

Коэффициенты k_d , k_q являются функцией трех геометрических параметров: α , δ/τ , $\delta_{\text{макс}}/\delta$ и определяются по применяемым в расчетной практике кривым k_d , $k_q = f(\alpha, \delta/\tau, \delta_{\text{макс}}/\delta)$. в) ПРИВЕДЕНИЕ М. Д. С. ОБМОТКИ ЯКОРЯ К МАСШТАБУ М. Д. С. ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Количественная связь между первой гармонической поля возбужде ния и м. д. с. обмотки возбуждения $B_{\delta B1} = f(F_B)$ выражается соотноше нием (3-26), одинаково справедливым для неявно- и для явнополюсной машин. При количественном определении полей реакции якоря синхрон ной машины удобно пользоваться той же зависимостью (3-26). Однака для того чтобы с помощью известной зависимости $B_{\delta B1} = f(F_B)$ определити поле реакции якоря для заданной м. д. с. якоря неявнополюсной ма шины F_{a1} , необходимо последнюю выразить в масштабе м. д. с. F_B , так как численно одинаковые м. д. с. F_B и F_{a1} производят различные поля в за зоре. Очевидно, м. д. с. якоря и обмотки возбуждения эквивалентны друг другу, если они производят одинаковые первые гармонически полей в зазоре. На основании (3-26) и (3-33), получим:

$$k_{\rm B}\frac{\mu_0}{\delta'}F_{\rm B}=\frac{\mu_0}{\delta'}F_{a1},$$

откуда $F_{\rm B} = k_a F_{a1}$, где $k_a = 1/k_{\rm B}$.

Таким образом, для неявнополюсной машины м. д. с. якоря F_{a1} , при веденная к масштабу м. д. с. обмотки возбуждения, — обозначим ее F_a – вычисляется по формуле

$$F_a = k_a F_{a1}. \tag{3-38}$$

Приведение м. д. с. якоря в явнополюсной машине необходимо выпол нить отдельно для продольной и поперечной осей. Приравнивая правы части (3-26) и соответственно (3-36), (3-37), найдем приведенные м. д. с якоря по продольной (F_{ad}) и поперечной (F_{ad}) осям:

$$F_{ad} = k_{ad} F_{ad1},$$
 (3-3)

$$F_{aq} = k_{aq} F_{aq1}, (3-40)$$

11

где коэффициенты приведения $k_{ad} = k_d/k_{\rm B}, k_{aq} = k_q/k_{\rm B}$. Для большинств. синхронных машин коэффициенты приведения м. д. с. обмотки якоря находятся в пределах: $k_a = 0.97 \div 1.0$; $k_{ad} = 0.82 \div 0.85$; $k_{aq} = 0.35 \div 0.55$.

г) МАШИНА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Нормально в машине постоянного тока щетки располагаются на попе речной оси. Поэтому ограничимся здесь рассмотрением только данного случая. Об определении магнитного поля в зазоре машины при сдвинутых с оси q щетках см. ниже в § 3-10.

Схематическая картина поля реакции якоря при щетках, расположен ных на оси q, дана на рис. 3-18, a. Поле реакции якоря симметрично и



Рис. 3-18. Поле реакции якоря в машине постоянного тока при положении щеток на поперечной оси: *а* — схематическая картина поля; *б* — распределение поля вдоль зазора.



направлено вдоль поперечной оси машины. Таким образом, в рассматриваемом случае реакция якоря является поперечной.

Очевидно, что в силу симметричного расположения зон с токами якоря относительно осей магнитной симметрии d, q индукция поля B_{δ_a} должна удовлетворять общим соотношениям (3-3), (3-4), в которые нужно подставить $f = f_a = AS x$:

$$B_{\delta a} = \frac{\mu_0}{\delta_{\tau}} f_a = \frac{\mu_0}{\delta_{\tau}} AS x.$$
(3-41)

Для координаты x, расположенной в пределах полюсного наконечника, длина трубки поля $\delta_{\tau} \approx \delta'$; за пределами его $\delta_{\tau} > \delta'$ и индукция может быть определена лишь после графического построения поля. Но выражение (3-41), содержащее δ_{τ} , дает представление о характере кривой поля, которая приведена на рис. 3-18, δ .

§ 3-10. Результирующее поле взаимной индукции в явнополюсных машинах

а) СИНХРОННАЯ МАШИНА

Без учета насыщения (µ = ∞) результирующее поле взаимной индукции в зазоре получается в результате наложения поля возбуждения и полей реакции якоря по продольной и поперечной осям. При этом отдельно следует



Рис. 3-19. Результирующее поле в явнополюсной синхронной машине: a — поля при $\mu = \infty$; 6 поля при $\mu \neq \infty$.



Рис. 3-20. К определению результирующего потока в продольной оси явнополюсной синхронной мащины.

 F'_{d} , Φ_{d} — результирующие м. д. с. и поток в продольной оси при $F_{ad} < 0$; F''_{d} , Φ''_{d} — то же, но при $F_{ad} > 0$. наложить поля первой гармонической и поля соответствующих высших простран ственных гармонических. Все указанные поля на основании принципа наложения могут рассматриваться самостоятельно.

На рис. 3-19, а приведено основно поле возбуждения $B_{\delta B}$, а также первы гармонические полей: продольной (B_{даd} и поперечной (B_{баа}) реакций якоря, ре зультирующего поля в продольной оси В_в и результирующего поля в зазоре В_δ Высшие гармонические поля возбуждения и поля реакции якоря на этом рисунк не показаны. Рис. 3-19, а соответствуе углу $0 < \psi < \pi/2$, когда поле продольной реакции якоря направлено навстречу ос новному полю возбуждения (размагничи вающая продольная реакция якоря). Ка видно из выражения (3-34), такой харак тер продольной реакции якоря будет имет место для углов 0 < ψ < π . В случае если — $\pi < \psi < 0$, поле продольной реак ции якоря будет направлено согласн с основным полем возбуждения (намаг ничивающая продольная реакция якоря).

Учет насыщения магнитопровода ма шины ($\mu \neq \infty$) при определении резуль тирующего поля можно произвести лиш приближенно, так как для приемлемог с практической точки зрения решени. этой задачи приходится применять прин цип наложения для полей по продольно: и поперечной осям. Некоторым основа нием для раздельного определения поле по осям d, q машины служит то обстоя тельство, что в обычных условиях попе речный поток реакции якоря невелик насыщение магнитопровода от полей п поперечной оси машины должно прояв ляться слабо, и тогда оно практически определяется результирующим полем п продольной оси.

Таким образом, по этому методу учета насыщения магнитопровода рассматривают самостоятельно два магнитных поля в зазоре (рис. 3-19, δ): поперечное поле реакции якоря $B_{\delta aq}$ и результирующее поле по продольной оси $B_{\delta d}$, которое определяется величиной результирующей м. д. с. по этой оси.

$$F_d = F_{\rm B} + F_{ad}.$$
 (3-42)

При этом величина потока результирующего поля по продольной оси Φ_d с учетом насыщения магнитопровода может быть определена для данной величины F_d по графику магнитной характеристики $\Phi_0 = f(F_B)$ (рис. 3-20).

б) МАШИНА ПОСТОЯННОГО ТОКА. ЩЕТКИ РАСПОЛОЖЕНЫ НА ОСИ д

Рассмотрим результирующее поле в зазоре машины постоянного тока, полагая, что щетки расположены на оси q. Ниже (§ 4-5; 39-1) будет показано, что как э. д. с., индуктируемая в обмотке якоря, так и электромагнитный момент машины постоянного тока определяются потоком поля через поверхность якоря, заключенную при схематическом изображении якоря между соседними щетками. Таким образом, при положении щеток на оси q для исследования основного электромагнитного процесса машины достаточно определить поток по продольной оси Φ_d .

Без учета насыщения магнитопровода ($\mu = \infty$) результирующее поле в зазоре B_{δ} определяется наложением полей возбуждения $B_{\delta B}$ и реакции

якоря $B_{\delta a}$, которые могут рассматриваться и самостоятельно. На рис. 3-21 показаны кривые распределения индукции указанных полей. Нетрудно убедиться (например, с помощью правила правой руки), что выбранные на рисунке направления токов в обмотках возбуждения и якоря соответствуют определенным режимам работы машины в зависимости от направления вращения якоря, которое указано на рисунке стрелками (Г — для режима генератора, когда э. д. с. и ток в обмотке якоря направлены одинаково; Д — для режима цвигателя, характеризуемого противоположным направлением тока и э. д. с.).

Поскольку площадь, заключенная чежду кривой индукции и осью абсцисс, представляет поток поля на единицу длины машины, а с другой



Рис. 3-21. Результирующее поле в машине постоянного тока при $\mu = \infty$.

стороны суммарная площадь, образованная кривой $B_{\delta a}$ на отрезке межд щетками, равна нулю (заштрихованные площадки 1 и 2 на рис. 3-21 равн и противоположны по знаку), имеем равенство

$$l' \int_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}} B_{\delta} dx = l' \int_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}} B_{\delta B} dx,$$

т. е. продольный поток Φ_d оказывается равным потоку возбуждения Φ_d

Таким образом, в машине с ненасыщенным магнитопроводом поле реакции якоря не изменяет величины продольного потока; оно лишь искажает форму кривой поля в зазоре, увеличивая, как нетрудно видеть из рис. 3-21, максимальное значение индукции $B_{\delta Makc}$ по сравнению со случаем отсутствия тока в обмотке якоря.

При насыщении магнитопровода машины ($\mu \neq \infty$) наличие поперечного поля реакции якоря $B_{\delta aq}$ обычно приводит к некоторому уменьшению продольного потока Φ_d .

Покажем это, рассматривая задачу несколько упрощенно, а именно оцнивая продольный поток величиной потока только в пределах полюсног наконечника, отделенного от якоря постоянным зазором. Тогда поток Ф определяется в виде:

$$\Phi_d \approx l' \int_{-\frac{b_{\Pi.H}}{2}}^{+\frac{b_{\Pi.H}}{2}} B_\delta dx. \qquad (3-4)$$

Предположим, что длина трубки поля в точке зазора с координатой одинакова как при AS = 0 (поле возбуждения), так и при $AS \neq 0$ (резули тирующее поле) и в пределах полюсного наконечника равна δ' .

Для определения индукции B_{δ} воспользуемся законом полного ток для замкнутых контуров, изображенных на рис. 3-22. Для контур O-1-2-3-O при его обходе по часовой стрелке и пренебрежении незна чительными м. д. с. на участках 1-2 и O-3

$$-(F_{\delta_0} + F_{30}) + (F_{\delta} + F_3) = AS x, \qquad (3-4)$$

где $F_{\delta 0}$, F_{30} — м. д. с. зазора и зубцовой зоны в точке x = 0; F_{δ} , F_{3} - аналогичные м. д. с. в произвольной точке x.

М. д. с. F_{a} в точке x определяется геометрическими размерами зубцевой зоны и индукцией B_{b} в рассматриваемой точке зазора и, следовательно
представляет собой некоторую функцию B_{δ} . М. д. с. воздушного зазора $F_{\delta} = \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \delta'$. Таким образом, при постоянстве δ' в общем виде:

$$B_{\delta} = \varphi \left(F_{\delta} + F_{\mathfrak{z}} \right). \tag{3-45}$$

График функции $B_{\delta} = \varphi (F_{\delta} + F_{3})$ при известных размерах машины может быть рассчитан и имеет вид, аналогичный виду магнитной характеристики машины $\Phi_{0} = f (F_{B})$ (рис. 3-23). По нему определяется индукция в произвольной (в пределах полюсного наконечника) точке x. Если на графике рис. 3-23 отложить по оси абсцисс м. д. с. $F_{\delta 0} + F_{30}$, то соответствующая ордината даст значение индукции $B_{\delta 0}$ в точке x = 0. Для произвольной точки x в соответствии с (3-44)

$$F_{\delta} + F_{3} = F_{\delta 0} + F_{30} + AS x$$
, (3-46)

т. е. м. д. с. $F_{\delta} + F_{3}$, определяющая B_{δ} в точке *x*, линейно связана с координатой *x*. Поэтому график функции (3-45) между абсциссами, равными $F_{\delta 0} + F_{30} - AS \frac{b_{\Pi.H}}{2}$, $F_{\delta 0} + F_{30} + AS \frac{b_{\Pi.H}}{2}$, одновременно является кривой распределения индукции B_{δ} под полюсным наконечником.

Величина м. д. с. $F_{\delta 0} + F_{30}$ в точке x = 0 практически не меняется при изменении AS и поэтому может быть принята одинаковой как для случая AS = 0, так и при $AS \neq 0$. Действительно, применяя закон полного тока для контура 1-2'-1на рис. 3-22 и принимая во внимание, что в силу симметрии поля индукция B_{δ} равна и противоположна по знаку в точках x и $x + \tau$, будем иметь:

$$F_{\rm B} = F_{\delta 0} + F_{30} + F_{\rm c}, \qquad (3-47)$$

где $F_{\rm B}$ — м. д. с. обмотки возбуждения на полюсе; $F_{\rm c}$ — м. д. с. участков стали магнитопровода (за исключением зубцовой зоны) на половине длины замкнутой магнитной трубки. Таким образом, полный ток контура 1-2'-1 не зависит от величины тока в якоре (AS).



Рис. 3-22. К определению результирующего поля в машине постоянного тока при $\mu \neq \infty$.



Рис. 3-23. К определению изменения продольного потока в машине постоянного тока вследствие поперечной реакции якоря при $\mu \neq \infty$.

М. д. с. F_c в (3-47) является функцией потока в полюсах и якоре. Поскольку величина F_c в сумме (3-47) сравнительно невелика и само изменение F_c , связанное с изменением потока в полюсах при переходе от AS = 0 к $AS \neq 0$, также мало, можно считать, что м. д. с. $F_{\delta 0} + F_{30} = F_B - F_c$ не зависит от величины AS. Поэтому при сделанных допущениях индукция $B_{\delta 0}$ в точке x = 0 одинакова как при AS = 0 (поле возбуждения), так и при $AS \neq 0$ (результирующее поле). Кроме того, при AS = 0, как видно из (3-44), м. д. с. $F_{\delta} + F_3$ и, следовательно, индукция B_{δ} одинаковы во всех точках x и соответственно равны $F_{\delta 0} + F_{30}$ и $B_{\delta 0}$.

Итак, кривая 2-4-5 на рис. 3-23 дает распределение результирующего поля в зазоре ($AS \neq 0$), а прямая 3-4-6 на том же рисунке — распределение поля возбуждения (AS = 0) при одинаковых значениях м. д. с. обмотки возбуждения $F_{\rm B}$.

Вычисляя продольный поток с помощью (3-43), можно видеть, что мерой его (поток на единицу расчетной длины машины) являются площади следующих фигур на рис. 3-23: при AS = 0, когда $\Phi_d = \Phi_0$, площадь прямоугольника 1-3-6-7; при AS $\neq 0$ – площадь фигуры 1-2-4-5-7. Вследствие нелинейности характеристики 2-4-5 плошадь фигуры 4-5-6 меньше площади фигуры 2-3-4, поэтому площадь фигуры 1-2-4-5-7 меньше площади прямоугольника 1-3-6-7. А это значит, что при наличии AS продольный поток машины Ф, уменьшается по сравнению с его значением при AS = 0, когда он равен потоку возбуждения Фо. Уменьшение потока Фа, вызванное поперечной реакцией якоря, количественно характеризуется степенью неравенства площадей фигур 2-3-4 и 4-5-6 на рис. 3-23. Поэтому величина изменения Ф зависит от места расположения точки $F_{\delta 0} + F_{\delta 0}$ на кривой $B_{\delta} = f (F_{\delta} + F_{\delta})$ $(+F_3)$, т. е. от степени нелинейности последней в области $F_{\delta 0} + F_{30}$, а также от величины AS. Если величина м. д. с. обмотки возбуждения F_в достаточно мала, так что точки 2, 4, 5 кривой рис. 3-23 лежат в области линейной части характеристики $B_{\delta} = f(F_{\delta} + F_{3})$ (магнитопровод машины не насыщен), поток Φ_d не меняется при переходе от AS = 0 к $AS \neq 0$. Это соответствует рассмотренному выше случаю $\mu = \infty$. При увеличении м. д. с. F_в, т. е. при усилении поля возбуждения, эффект ослабления потока Ф_d под влиянием поперечной реакции якоря возрастает. Только при весьма значительных полях возбуждения (кривая 2-4-5 на рис. 3-23 становится снова прямой), которые практически не встречаются, указанный эффект пропадает.

На основании изложенного можно сделать вывод о том, что

при появлении в машине с насыщенным магнитопроводом ($\mu \neq \infty$) поперечной реакции якоря для сохранения величины продольного потока необходимо усилить исходный поток возбуж-

дения Φ_0 , т. е. увеличить м. д. с. обмотки возбуждения на некоторую величину F_0 ,

которая называется размагничивающей составляющей поперечной м. д. с. якоря. Из сказанного выше следует, что величина м. д. с. F_р зависит от степени насыщения магнитопровода машины и величины AS.

в) МАШИНА ПОСТОЯННОГО ТОКА. ЩЕТКИ СДВИНУТЫ С ОСИ q

Поскольку нормальное положение щеток в машине постоянного тока соответствует расположению их на оси q, рассмотрим здесь лишь случай, когда щетки сдвинуты с этой оси на незначительный угол α (рис. 3-24). Такой случай может встретиться на практике при недостаточно точной установке щеток на коллекторе или при однобокой пришлифовке поверхности щетки к коллектору.

При сдвиге щеток с оси q система токов обмотки якоря становится несимметричной относительно осей d, q машины. Для определения поля в зазоре целесообразно применить принцип наложения, представив токи якоря двумя системами токов, расположение которых будет симметричным относительно тех же осей. Эти системы токов показаны на рис. 3-25.

Система токов якоря, заключенная в угле $\pi - 2 \alpha$ (рис. 3-25, *a*), создает магнитное поле, ось которого совпадает с поперечной осью *q*. Поэтому такие токи характеризуют поперечную реакцию якоря. При малых значениях угла α действие данных токов не будет практически отличаться от действия рассмотренной в предыдущем пункте настоящего параграфа реакции якоря.

Система токов якоря, заключенная в угле 2а (рис. 3-25, б), создает магнитное поле, ось которого совпадает с осью d, поэтому она характеризует продольную реакцию якоря. В зависимости от того, как направлено продольное поле реакции якоря по отношению к полю возбуждения - согласно или противоположно, продольная реакция будет намагничивающей или размагничивающей. Нетрудно видеть, что характер продольной реакции якоря определяется единственно знаком угла а. Условимся считать угол α положительным при сдвиге щеток с оси q против направления вращения якоря генератора (по направлению вращения якоря двигателя). Из рис. 3-25, б следует, что



Рис. 3-24. Схема расположения щеток при сдвиге их с поперечной оси машины постоянного тока.



Рис. 3-25. Разложение токов обмотки якоря машины постоянного тока на две системы, симметричные относительно осей d, q: а — поперечный ток якоря; δ — продольный ток якоря при $\alpha < 0$; s — продольный ток якоря при $\alpha > 0$.

Ф. и Ф. – направление осей поля возбуждения и поля реакции якоря.

если щетки смещены с оси q на угол α по направлению вращения якоря в генераторе (против направления вращения якоря в двигателе), когда $\alpha < 0$, продольная реакция якоря имеет размагничивающий характер; при смещении щеток в противоположном направлении ($\alpha > 0$) продольная реакция якоря становится намагничивающей (рис. 3-25, в).

Действие продольной реакции якоря может быть количественно учтено следующим образом. При малых величинах угла α распределение поля в зазоре, обусловленного м. д. с. обмотки возбуждения и токами якоря. находящимися в угле 2α, практически не будет отличаться от распределения поля возбуждения. Это объясняется тем, что большинство магнитных трубок результирующего поля взаимной индукции сцепляется с одинаковым полным током, равным 2 ($F_{\rm B} + F_{ad}$) (рис. 3-26), где F_{ad} — продольная м. д. с. обмотки якоря, равная полному току якоря на угле α:

$$F_{ad} = AS \frac{a\tau}{\pi}.$$
(3-48)

Знак м. д. с. F_{ad} в (3-48) определяется знаком угла а. В первом приближении величина результирующего продольного потока Ф_d, обусловленного м. д. с. F_B и F_{ad}, может быть определена, как и в случае

синхронных машин, с помощью магнитной характеристики $\Phi_0 = f(F_B)$. Для этого на оси абсцисс графика $\Phi_0 = f(F_B)$ откладывается м. д. с., равная $F_B + F_{ad}$; соответствующая ордината дает значение потока Φ_d (рис. 3-20).

Продольный поток Φ_d , обусловленный всем током якоря (продольная и поперечная реакции якоря) и током возбуждения, находится аналогичным способом по величине м. д. с., равной $F_B + F_{ad} - F_{p}$.

§ 3-11. Результирующее поле взаимной индукции в неявнополюсных машинах

В машинах неявнополюсного типа (синхронные, асинхронные) представляется возможным найти результирующее поле взаимной индукции, не применяя принципа наложения. Таким образом, задача определения поля в случае $\mu \neq \infty$ для этого типа машин решается более строго, нежели для машин явнополюсных. Объясняется это тем, что



Рис. 3-26. Схематическая картина поля взаимной индукции, обусловленного током возбуждения и продольным током якоря машины постоянного тока (представлена только половина поля; поле рассеяния не показано).

для неявнополюсных машин индукция в зазоре определяется по выражению (3-6) не только для поля, создаваемого одной обмоткой, например обмоткой возбуждения, как это было показано в § 3-2, но также для поля, обусловленного токами, одновременно протекающими в обмотках статора и ротора. В последнем случае м. д. с., входящая в выражение (3-6), представляет сумму м. д. с. обмоток.

В самом деле, пусть заданы токи обмоток. Построим, начиная с произвольной точки, в функции координаты x кривую полного тока обеих обмоток f. В качестве иллюстрации на рис. 3-27 дано такое построение для указанных там токов двух обмоток. Отметим, что для расчета поля можно принять токи паза сосредоточенными в одной точке, лежащей по середине паза. Поскольку сперва неизвестно, в какой точке следует принять f = 0, построенная кривая определяет м. д. с. двух обмоток с точностью до постоянной, т. е. она будет равна f + C, где C — некоторая постоянная (рис. 3-27, e). Тогда, согласно закону полного тока для контура, проходящего через две достаточно близкие точки воздушного зазора x_1 и x_2 (рис. 3-27, b), в которых напряженности поля равны соответственно H_1 ,



Рис. 3-27. К определению суммарной м. д. с. обмоток статора и ротора неявнополюсной машины: *а* — расположение токов на развертке статора и ротора машины (в каждом проводнике обмоток статора и ротора ток *i* принят равным 1); *б* — расчетное распределение токов; *в* — полный ток обмоток с произвольным началом его отсчета; *в* — кривая м. д. с. обмоток.

 H_2 , будем иметь:

$$(H_1 - H_2) \, \delta' = (f_2 + C) - (f_1 + C) = = f_2 - f_1, \qquad (3-49)$$

где $f_1 + C, f_2 + C - M$. д. с. в точках x_1, x_2 , определенные с точностью до постоянной (см. рис. 3-27, *в*).

_ Сближая точки x_1 , x_2 , получим вместо (3-49) соотношение в дифференциальной форме:

$$\delta' dH = df. \tag{3-50}$$

Интегрируя (3-50), получим:

$$H\delta' = f + C_1$$

или

$$B_{\delta} = \frac{\mu_0}{\delta'} (f + C_1), \qquad (3-51)$$

где C₁ — произвольная постоянная.

Интегрируя (3-51) вдоль окружности ротора в пределах двойного полюсного деления, найдем:

$$\int_{x_0+2\tau}^{x_0+2\tau} (f+C_1) \, dx = 0, \qquad (3-52)$$

так как поток на двойном полюсном $x_0 + 2\tau$

делении $l' \int_{x_0} B_{\delta} dx$ равен нулю.

Выражение (3-52) показывает, что постоянная C_1 должна быть выбрана так, чтобы площадь, образованная кривой $f + C_1$ и осью абсцисс на двойном полюсном делении, была равна нулю. Иными словами, ось абсцисс

на рис. 3-27, в должна быть проведена так, что площади, образованные кривой $f + C_1$ над осью абсцисс и под ней, были равны друг другу. Это определяет точку зазора, в которой м. д. с. $f + C_1$ равна нулю. Отсчитывая м. д. с. от этой точки (рис. 3-27 г), будем иметь для определения индукции в зазоре вместо выражения (3-51):

$$B_{\delta} = \frac{\mu_0}{\delta'} f. \tag{3-53}$$

Ограничимся первой гармонической в кривой распределения м. д. с. f вдоль зазора. Очевидно, она может быть получена сложением первых гармонических м. д. с. обмоток статора и ротора.

Выражение (3-53) показывает, что если считаться только с первой гармонической м. д. с. обмоток, то распределение индукции результирующего поля вдоль зазора также имеет гармонический характер. Эта волна поля перемещается вдоль зазора с такой же скоростью, с какой перемещается первая гармоническая м. д. с. обмоток. Амплитуды первых гармонических индукции $B_{\delta 1}$ и м. д. с. F находятся в данный момент в одной и той же точке зазора; они связаны соотношением (3-53):

$$B_{\delta_1} = \frac{\mu_0}{\delta'} F. \tag{3-54}$$

При учете насыщения магнитопровода машины ($\mu \neq \infty$) вместо выражений (3-53), (3-54) будем иметь:

$$B_{\delta} = \frac{\mu_0}{\delta'} \cdot \frac{f}{k_{\mu}}, \qquad (3-55)$$

$$B_{\delta 1} = \frac{\mu_0}{\delta'} \cdot \frac{F}{k_{\mu}}.$$
(3-56)

Коэффициент насыщения k_и был определен в § 3-8, он равен:

$$k_{\mu}=1+\frac{F_{c}}{F_{\delta}}=\frac{F}{F_{\delta}},$$

где $F_{\delta} = F - F_{c}$, а F_{c} — м. д. с. участков стали. Если при нахождении поля возбуждения коэффициент насыщения k_{u} зависит только от потока поля в зазоре Ф, то в рассматриваемом случае он является функцией Ф и токов в обмотках статора и ротора. Это объясняется тем, что м. д. с. F_c определяется реальным потоком в магнитопроводе, который складывается из потока Ф и потока рассеяния соответствующей обмотки. Обычно достаточно считаться с полем рассеяния обмотки возбуждения, и тогда k_n оказывается функцией потока в зазоре Φ и тока обмотки возбужления.

§ 3-12. Поле рассеяния обмоток вращающихся машин

В § 1-5 было дано общее определение поля рассеяния обмотки машины и схематически показаны области, занимаемые полями рассеяния обмоток возбуждения и якоря.

Поскольку обособленное рассмотрение поля рассеяния предполагает, что его конфигурация остается неизменной независимо

от соотношения токов во всех обмотках машины, можно считать, что величина поля рассеяния некоторой обмотки зависит лишь от величины тока этой обмотки.

Определение полей рассеяния ряда обмоток электрических машин представляет весьма сложную задачу, изложение которой выходит за рамки настоящей книги. Поэтому ниже приводятся лишь соображения общего характера.

Поля рассеяния представляют интерес с двух точек зрения. Во-первых, магнитные трубки этих полей частично проходят по сердечнику, где находятся и трубки поля взаимной индукции обмоток, и поэтому оказывают влияние на величину общего потока в сердечнике. С этим потоком связан расчет магнитопровода электрической машины и правильный учет его насыщения. Это относится главным образом к потокам рассеяния обмоток возбуждения синхронной машины и машины постоянного тока. Во-вторых, при изменении поля рассеяния во времени в обмотке, с которой он связан, индуктируется э. д. с. Ее необходимо уметь определять.

Величина потока рассеяния для обмоток возбуждения синхронных машин и машин постоянного тока находится с помощью так называемого коэффициента рассеяния, определяющего соотношение между потоком рассеяния обмотки Φ_s и результирующим потоком взаимной индукции в зазоре, проходящим сквозь эту же обмотку Φ_d :

$$k_s = \frac{\Phi_d + \Phi_s}{\Phi_d} = 1 + \frac{\Phi_s}{\Phi_d}.$$

Величина коэффициента k_s может зависеть от режима работы машины, так как потоки Φ_s и Φ_d в общем изменяются по-разному: поток Φ_s определяется лишь величиной тока обмотки возбуждения, тогда как поток Φ_d ,



Рис. 3-28. Возможные профили пазов: а — полузакрытый паз; б — закрытый паз.

например, в синхронной машине — в основном условиями работы обмотки якоря. Так, в синхронной машине, обмотка якоря которой включена в сеть переменного тока с постоянными величинами напряжения и частоты поток Φ_d мало изменяется при изменении режима работы. В то же время ток возбуждения, а вместе с ним и поток Φ_s обычно претерпевают существенные изменения при переходе от режима малой нагрузки к номинальному режиму.

Средние значения коэффициента k_s лежат в пределах 1,1—1,3.

В больтинстве случаев поле рассеяния обладает характерной особенностью: линейный интеграл от вектора напряженности поля, взятый вдоль контура магнитной трубки, для большей части трубок определяется в основном м. д. с. на участке воздушной среды, которую пересекает трубка (паз — для трубки поля пазового рассеяния, междуполюсное пространство — для поля рассеяния обмотки возбуждения). Для поля лобового рассеяния обмотки якоря часть трубок вообще целиком замыкается в воздушной среде.

Вследствие этого величина потока рассеяния Φ_s обмотки практически линейно зависит от тока этой обмотки в широком диапазоне изменения последнего. Лишь в некоторых случаях поток рассеяния увеличивается в меньшей степени, чем ток обмотки,

например поток пазового рассеяния в полузакрытых пазах (рис. 3-28, a) с достаточно узкой щелью над пазом и особенно в закрытых пазах (рис. 3-28, b). В последнем случае поток пазового рассеяния связан с током обмотки зависимостью, по виду сходной с магнитной характеристикой машины (рис. 3-14).

Определение э. д. с. e_s , индуктируемой в обмотке полем рассеяния, связано с расчетом потокосцепления Ψ_s , создаваемого полем рассеяния с этой обмоткой, так как

$$e_s \!=\! - \frac{d\Psi_s}{dt} \! . \label{estimate}$$

Поскольку конфигурацию поля рассеяния можно считать неизменной и в большинстве случаев поток рассеяния Φ_s — пропорциональным току обмотки *i*, то и потокосцепление Ψ_s будет линейно зависеть от тока:

$$\Psi_s = L_s i, \tag{3-57}$$

где L_s — индуктивность рассеяния обмотки, представляющая в рассмотренных условиях постоянную величину.

В теории электрических машин определены общие выражения индуктивности L_s для обмоток, уложенных в пазы, и обмоток возбуждения машин.

§ 3-13. Магнитные поля и потокосцепления с обмотками трансформатора

Достаточно сложная картина магнитного поля в трансформаторе упрощается следующим образом.

1. Принимается, что характер поля в плоскости сердечника не меняется в зависимости от соотношения мгновенных значений тока в обмотках. Как уже отмечалось (§ 1-5), при сильной магнитной связи обмоток



Рис. 3-29. Схемати ческая картина расчетного магнитного поля трансформатора.

1, 2 — первичная и вторичная обмотки.

это допущение достаточно оправдано. На рис. 3-29 схематически показан характер расчетного магнитного поля трансформатора. Оно разделено на поле взаимной индукции, трубки которого замыкаются по сердечнику и образуют поток Φ , и поля рассеяния первичной и вторичной обмоток, обусловливающие потоки Φ_{s1} и Φ_{s2} , сцепляющиеся с каждой из обмоток в отдельности.

2. Считается, что поля рассеяния первичной и вторичной обмоток имеют одинаковый вид в любой плоскости, совмещенной с осью стержня сердечника. При таком представлении полей в трансформаторе необходимо определить характер полей рассеяния. С этой целью рассмотрим несколько подробнее все магнитное поле в плоскости сердечника трансформатора.

Пусть м. д. с. первичной и вторичной обмоток известны и равны соответственно i_1w_1 и i_2w_2 , где i_1 и i_2 — мгновенные значения первичного и вторичного токов. Суммарная м. д. с. обеих обмоток

$$F_{\mu} = i_1 w_1 + i_2 w_2. \tag{3-58}$$

Определим характер поля, используя принцип наложения. Для этого разложим м. д. с. на две частичных системы. Выберем первую систему так, что м. д. с. вторичной обмотки имест свое действительное значение, равное $i_2 w_2$, а м. д. с. первичной обмотки равна — $i_2 w_2$. Таким образом, первая частичная система образуется из равных и противоположных по знаку м. д. с. обеих обмоток. Вторая частичная система должна быть такой, чтобы сумма м. д. с. обеих систем дала действительные м. д. с. обмоток. Поэтому во второй системе на основании (3-58) м. д. с. первичной и вторичной обмоток соответственно равны F_{μ} и 0. Действительные значения м. д. с. обмоток и их составляющие в двух частичных системах показаны на рис. 3-30.

Для системы м. д. с., представленной на рис. 3-30, в, м. д. с. F_{μ} создается первичной обмоткой. Поэтому ее можно представить в виде:

$$F_{\mu} = i_{\mu} w_1, \tag{3-59}$$

где i_{μ} — ток, который, будучи умножен на число витков первичной обмотки трансформатора, дает значение суммарной м. д. с. обеих обмоток; его называют намагничивающим током. В соответствии с (3-58) и (3-59)

$$i_{\mu} = i_1 + i_2 \frac{w_2}{w_1}.$$
 (3-60)

На рис. 3-30 схематически показаны также трубки полей для частичных систем м. д. с. В первой системе м. д. с. (рис. 3-30, б) суммарная м. д. с. обеих обмоток равна нулю, поэтому в соответствии с законом полного тока отсутствуют трубки поля, охватывающие обе обмотки. Получающееся при этом поле состоит из трубок, сцепляющихся только с отдельными обмотками; это магнитное поле можно принять за поля рассеяния первичной и вторичной обмоток.

Вторая система м. д. с. (рис. 3-30, e) образует поле взаимной индукции обмоток, занимающее главным образом объем сердечника. Если пренебречь весьма слабым полем на рис. 3-30, e, трубки которого, замыкаясь по воздуху, сцепляются с обеими обмотками, то можно считать, что поле, обусловленное током i_{μ} в первичной обмотке, состоит из поля взаимной индукции в сердечнике и поля рассеяния первичной обмотки, имеющего практически такой же характер, как и поле рассеяния этой обмотки на рис. 3-30, f. Это дает основание считать, что индуктивности рассеяния обмоток L_{s1} и L_{s2} могут определяться на основе картины полей рассеяния, представленной на рис. 3-30, f.

Итак, действительное поле трансформатора будем представлять суммой поля взаимной индукции и полей рассеяния обмоток. Потоки рассеяния Φ_{s1} , Φ_{s2} , сцепляющиеся с отдельными обмотками и замыкающиеся в основном по воздуху, очевидно, пропорциональны токам соответствующих обмоток. Поэтому индуктивности рассеяния L_{s1} и L_{s2} постоянны. Поток взаимной индукции Φ , как видно из рис. 3-30, *в*, определяется намагничивающим током i_{μ} . При отсутствии потерь в сердечнике трансформатора зависимость между потоком взаимной индукции Φ и намагничивающим током i_{μ} (м. д. с. F_{μ}) — магнитная характеристика трансформатора —



Рис. 3-30. Действительные значения м. д. с. обмоток трансформатора (a) и частичные системы м. д. с. с вызываемыми ими полями (б, в).

1, 2 — первичная и вторичная обмотки.

имеет вид магнитной характеристики вращающихся машин (рис. 3-14): она линейна только в области сравнительно небольших полей.

Потокосцепления с обмотками от полей, изображенных на рис. 3-30, в равны:

$$\Psi_1' \approx \Phi w_1 + L_{s1} i_\mu, \quad \Psi_2' \approx \Phi w_2.$$

Потокосцепления с обмотками от полей, представленных на рис. 3-30, б, равны

$$\Psi_1'' = L_{s1} \left(\frac{-i_2 w_2}{w_1} \right), \quad \Psi_2'' = L_{s2} i_2,$$

где — $i_2 w_2/w_1$ представляет ток, протекающий в первичной обмотке, когда ее м. д. с. равна — $i_2 w_2$.

Действительные потокосцепления обмоток представляют сумму потокосцеплений от частичных полей и с учетом (3-60) равны:

$$\Psi_1 = \Psi_1' + \Psi_1'' = \Phi w_1 + L_{s1} \left(i_\mu - \frac{i_s w_2}{w_1} \right) = \Phi w_1 + L_{s1} i_1, \qquad (3-61)$$

$$\Psi_2 = \Psi'_2 + \Psi''_2 = \Phi w_2 + L_{s^2} i_2. \tag{3-62}$$

Потокосцепление с первичной обмоткой, обусловленное потоком взаимной индукции, можно представить в виде:

$$\Phi w_1 = M i_{\mu} , \qquad (3-63)$$

где *М* — индуктивность первичной обмотки, соответствующая потоку взаимной индукции.

Имея в виду (3-63), перепишем выражения (3-61), (3-62) в форме:

$$\Psi_1 = M i_{\mu} + L_{s1} i_1, \tag{3-64}$$

$$\Psi_2 = \frac{M}{k}i_{\mu} + L_{s2}i_2, \tag{3-65}$$

где $k = w_1/w_2$ представляет собой так называемый коэффициент трансформации.

§ 3-14. Потокосцепление с обмоткой якоря, обусловленное полем взаимной индукции

Рассмотрим в общем виде потокосцепление с обмоткой якоря от поля взаимной индукции в предположении постоянства магнитной проницаемости магнитопровода машины. Будем также считать, что в машинах переменного тока якорь трехфазный, а м. д. с. обмоток якоря имеет гармоническое распределение вдоль зазора. Первые гармонические м. д. с. фазных обмоток якоря *a*, *b*, *c* в соответствии с § 3-4 и 3-5:

$$f_a = A_{\phi} i_a \cos x, \quad f_b = A_{\phi} i_b \cos \left(x - \frac{2\pi}{3} \right), \quad f_c = A_{\phi} i_c \cos \left(x - \frac{4\pi}{3} \right),$$

где $A_{\phi} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{w}{p} k_{ob_1}$; i_a , i_b , i_c — мгновенные значения фазных токов.

Определим результирующую м. д. с. обмоток якоря f в некоторой точке зазора x_n , фиксированной по отношению к оси d, т. е. перемещающейся вместе с ротором. Очевидно, что $x = \gamma - x_n$ (рис. 3-7). Подставляя это значение x в выражение для м. д. с. фазных обмоток и суммируя их, получим:

$$f = f_a + f_b + f_c = F_{ad 1} \cos x_n + F_{aq 1} \sin x_n$$

где

$$\begin{split} F_{ad\,1} &= 1,5A_{\Phi}\,i_d, \quad F_{aq\,1} = 1,5A_{\Phi}\,i_q; \\ i_d &= \frac{2}{3} \left[i_a \cos\gamma + i_b \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \right], \\ i_q &= \frac{2}{3} \left[i_a \sin\gamma + i_b \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{split}$$

Полученное выражение для f является обобщением представления м. д. с. обмоток якоря двумя составляющими — продольной и поперечной (§ 3-9) — на случай как угодно изменяющихся во времени фазных токов. Можно видеть, что м. д. с. трехфазной обмотки якоря состоит из двух гармонически распределенных м. д. с., действующих по продольной и поперечной осям машины. Величина этих м. д. с. зависит от мгновенных значений токов i_d , i_q , называемых п р о д о л ь н ы м и п о п е р е ч н ы м т о к а м и якоря. Последние определяются фазными токами согласно приведенным соотношениям. Нетрудно показать, что при гармонических симметричных фазных токах прямой последовательности продольный и поперечный токи якоря являются постоянными и м. д. с. F_{ad1} , F_{aq1} совпадают с полученными ранее для этого случая выражениями (3-34), (3-35).

Таким образом, магнитное поле реакции якоря можно представить в виде двух гармонически распределенных полей, ориентированных вдоль осей d, q и при произвольном законе изменения токов во времени.

Потоки реакции якоря Φ_{ad} , Φ_{aq} обусловят потокосцепление с фазной обмоткой, равное, с учетом пространственного расположения осей d, q,

$$\Psi_x = \Psi_{ad} \cos \gamma_x + \Psi_{aq} \sin \gamma_x \quad (x = a, b, c),$$

где Ψ_{ad} , Ψ_{aq} — потокосцепления с фазной обмоткой соответственно от потоков Φ_{ad} , Φ_{aq} , когда ось потока совпадает с магнитной осью фазной обмотки; γ_x — угол между осью d и магнитной осью рассматриваемой фазной обмотки.

Приведенная форма определения потокосцепления обмоток якоря через потокосцепления от потоков по осям d, q удобна, когда ротор машины имеет явнополюсное исполнение и на нем расположены обмотки с различными параметрами, создающие поля, направленные вдоль осей d, q. В этом случае потокосцепления Ψ_{ad} , Ψ_{aq} должны включать составляющие от указанных полей. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА, ИНДУКТИРУЕМАЯ В ОБМОТКАХ ЯКОРЯ

§ 4-1. Общие соображения

Как отмечалось выше, с обмотками якоря машин сцепляются магнитные поля двух видов: поле взаимоиндукции статора и ротора, пересекающее воздушный зазор, и поле рассеяния обмотки якоря. Поскольку считается,что конфигурация полей рассеяния не изменяется при любом соотношении токов в обмотках машины, э. д. с. от этих полей может быть определена отдельно. В машинах с ненасыщенной магнитной системой вместо действительного поля в зазоре правомерно оперировать с отдельными полями: полем возбуждения и полем реакции якоря, причем последнее в явнополюсных машинах приходится рассматривать раздельно по продольной и поперечной осям машины.

Э. д. с. обмотки якоря представляет сумму э. д. с. ее элементов-секций. Э. д. с. секции e_c от поля взаимной индукции определяется в самом общем случае по формуле

$$e_{\rm c} = -\frac{d\Psi_{\rm c}}{dt},\tag{4-1}$$

где Ψ_{c} — потокосцепление секции от потока взаимной индукции.

Если потокосцепление Ψ_c изменяется только за счет того, что пространственные гармонические поля, имея неизменные во времени амплитуды, перемещаются относительно секции, то Ψ_c является лишь функцией координаты γ_c , характеризующей взаимное положение секции и кривой поля. Если при перемещении гармонических поля изменяются, кроме того, их амплитуды, то потокосцепление секции становится функцией не только координаты γ_c , но и времени t. В этом более общем случае приращение потокосцепления Ψ_c как функции двух переменных можно представить в виде:

$$\Delta \Psi_{c} = \frac{\partial \Psi_{c}}{\partial \gamma_{c}} \Delta \gamma_{c} + \frac{\partial \Psi_{c}}{\partial t} \Delta t, \qquad (4-2)$$

где значком Δ обозначено приращение переменных.

Деля (4-2) на Δt , получим в левой части выражения в пределе производную потокосцепления Ψ_c по времени. Поэтому в соответствии с (4-1) будем иметь:

$$e_{\rm c} = -\frac{\partial \Psi_{\rm c}}{\partial \gamma_{\rm c}} \omega_{\rm n} - \frac{\partial \Psi_{\rm c}}{\partial t}, \qquad (4-3)$$

где $\omega_{\rm ff} = d\gamma_{\rm c}/dt$ — угловая скорость взаимного перемещения поля и секции.

Э. д. с. $-\frac{\partial \Psi_c}{\partial \gamma_c} \omega_n$, обусловленная фактом перемещения секции относительно поля, называется э. д. с. в ращения; э. д. с. $-\frac{\partial \Psi_c}{\partial t}$, обусловленная изменением величины поля во времени, называется э. д. с. т рансформации или трансформаторной э. д. с.

Э. д. с. вращения может быть представлена в другой форме, полученной Фарадеем; для проводника она вычисляется в виде:

$$e_{\pi} = B_{\delta} l' v.$$

При определении э. д. с. в обмотках якоря от поля в зазоре будем считать, что оно представляет совокупность пространственных гармонических с неизменной амплитудой, передвигающихся относительно обмоток якоря с одинаковой скоростью. Как было показано в § 3-8 — 3-11, это могут быть поля возбуждения и реакции якоря или результирующее поле в синхронной машине и машине постоянного тока, а также результирующее поле асинхронной машины, если учитывается только первая гармоническая поля. Таким образом, при указанном характере поля в зазоре охватываются все рассматриваемые виды вращающихся электрических машин и задача определения э. д. с. обмотки якоря, обусловленной таким полем, имеет общее значение.

Поскольку амплитуды гармонических поля в зазоре принимаются неизменными (установившийся режим), э. д. с. обмотки якоря представляет собой э. д. с. вращения.

§ 4-2. Электродвижущая сила вращения в секции обмотки якоря

Пусть секция состоит из w_c витков и шаг ее $y_1 \neq \tau$. Положение кривой поля относительно секции будем характеризовать углом γ_c между магнитной осью секции и продольной осью поля (рис. 4-1). С последней совмещаются амплитуды всех гармонических поля (§ 3-8). Поскольку высшие гармонические поля перемещаются с той же скоростью, что и основная гармоническая, то углы между магнитной осью секции и точкой расположения амплитуд гармонических поля равны: для основной γ_c , для третьей $3\gamma_c$, для пятой $5\gamma_c$ и т. д.

Найдем прежде всего максимальное потокосцепление секции, когда продольная ось поля совпадает с осью секции ($\gamma_c = 0$). Максимальное потокосцепление от первой гармонической поля Ψ_{c1m} , принимая во внимание, что линейное расстояние вдоль зазора *х* измеряется в радианах, равно (рис. 4-2, а):

$$\Psi_{c1m} = w_c l' \int_{-\frac{y_1\pi}{2\tau}}^{+\frac{y_1\pi}{2\tau}} B_{\delta_1m} \cos x \, d\left(\frac{x}{\pi}\tau\right) = \Phi_1 w_c k_{y_1}, \qquad (4-4)$$

где $\Phi_1 = \frac{2}{\pi} B_{\delta_1 m} \tau l'$ — поток первой гармонической поля на полюсном делении; $k_{y_1} = \sin\left(\frac{y_1}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}\right)$ — коэффициент укорочения секции, учитывающий уменьшение потокосцепления секции от поля первой гармонической вследствие того, что при $y_1 \neq \tau$ секция сцепляется не с полным потоком Φ_1 . Поток на единицу длины машины, сцепляющийся с секцией и равный $\frac{\Phi_1}{l'}k_{y_1}$, показан на рис. 4-2, *а* в виде заштрихованной площади.

Аналогично, максимальное потокосцепление секции от потока v-ой гармонической поля равно

$$\Psi_{cvm} = w_c l' \int\limits_{-\frac{y_1}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}}^{+\frac{y_1}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}} B_{\delta vm} \cos vx d\left(\frac{x}{\pi} \tau\right) = \Phi_v w_c k_{yv}, \qquad (4-5)$$

где $\Phi_{\nu} = \frac{2}{\pi} B_{\delta \nu m} \frac{\tau}{\nu} l'$ — поток v-ой гармонической поля на полюсном делении τ_{ν} для v-ой гармонической, равном $\tau_{\nu} = \tau/\nu$; $k_{y\nu} =$ $= \sin \left(\nu \frac{y_1}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2} \right)$ коэффициент укорочения для v-ой гармонической.

На рис. 4-2, б штриховкой отмечен поток на единицу длины машины от третьей гармонической поля, с которым сцепляется секция. При вычислении Ψ_{cvm} принято, что на продольной оси поля v-ая гармоническая поля имеет то же направление, что и основная гармоническая. Если для конкретной картины поля указанные гармонические имеют противоположные направления, то в выражении (4-5) следует поставить знак минус.



Рис. 4-1. Положение секции в магнитном поле зазора: *a*) схематическое расположение магнитной оси секции (1) и продольной оси поля (2); б) положение секции относительно гармонических поля зазора (изображены первая, третья и пятая гармонические).



Рис. 4-2. К определению потокосцепления секции от первой (a) и третьей (б) гармонических поля зазора.

При смещении оси поля относительно оси секции на угол γ_c каждая из гармонических поля будет давать потокосцепление с секцией Ψ_{cv} , изменяющееся по косинусоидальному закону, и поэтому полное потокосцепление с секцией равно

$$\Psi_{c} = \Psi_{c1} + \Psi_{c3} + \Psi_{c3} + \ldots = \Psi_{c1m} \cos \gamma_{c} + \Psi_{c3m} \cos 3\gamma_{c} + \Psi_{c3m} \cos 5\gamma_{c} + \ldots =$$

= $\sum_{v} \Psi_{cvm} \cos v\gamma_{c} = \sum_{v} (\Phi_{v} w_{c} k_{vv}) \cos v\gamma_{c}, \quad v = 1; 3; 5 \ldots$ (4-6)

С учетом (4-6) э. д. с. секции

0.174

$$e_{c} = -\frac{\partial \Psi_{c}}{\partial \gamma_{c}} \omega_{n} = \omega_{n} \left(\Psi_{c_{1m}} \sin \gamma_{c} + 3\Psi_{c_{3m}} \sin 3\gamma_{c} + 5\Psi_{c_{5m}} \sin 5\gamma_{c} + \ldots \right) = \sum_{\nu} E_{c\nu m} \sin \nu \gamma_{c}, \quad (4-7)$$

где амплитуда v-ой гармонической э. д. с. секции

$$E_{\rm cvm} = \Psi_{\rm cvm} \,\omega_{\rm n} \, v. \tag{4-8}$$

Если поле вращается относительно секций обмотки якоря с постоянной скоростью ω_п, то

$$\gamma_{\rm c} = \gamma_0 + \omega_{\rm n} t, \qquad (4-9)$$

где γ_0 — значение угла γ_c при t = 0. В этом случае потокосцепление и

э. д. с. секции определяются в виде:

$$\Psi_{c} = \sum_{v} \Psi_{cvm} \cos v \left(\gamma_{0} + \omega_{n} t \right), \qquad (4-10)$$

$$e_{\rm c} = \sum_{\nu} E_{\rm cvm} \sin \nu \left(\gamma_0 + \omega_{\rm n} t \right) = \sum_{\nu} E_{\rm cvm} \cos \left[\nu \left(\gamma_0 + \omega_{\rm n} t \right) - \frac{\pi}{2} \right]. \tag{4-11}$$

Из (4-8), (4-10), (4-11) следует, что: 1) амплитуда v-ой гармонической э. д. с. секции превышает в ω_{π} v раз амплитуду аналогичной гармонической потокосцепления секции; 2) во времени кривая v-ой гармонической э. д. с. отстает на $1/_4$ периода от аналогичной кривой потокосцепления для любого значения v. Таким образом, фазовый сдвиг во времени э. д. с. и потокосцепления равен $\pi/2$.

§ 4-3. Электродвижущая сила фазной обмотки якоря от поля взаимной индукции

Пусть неизменное по величине поле в зазоре перемещается относительно обмотки с синхронной скоростью ω_1 . Тогда угол $\gamma_c = \gamma_0 + \omega_1 t$, а потокосцепление и э. д. с. секции, определяемые выражениями (4-10), (4-11), равны

$$\Psi_{c} = \sum_{v} \Psi_{cvm} \cos v \left(\gamma_{0} + \omega_{1} t \right), \tag{4-12}$$

$$e_{\rm c} = \sum_{\rm v} E_{\rm cvm} \sin v \left(\gamma_0 + \omega_1 t \right), \tag{4-13}$$

где $E_{\mathbf{c}\mathbf{v}_m} = \Psi_{\mathbf{c}\mathbf{v}_m}\omega_1\mathbf{v}.$

Определим сперва э. д. с. е_г группы q секций, занимающих фазную зону обмотки:

$$e_{\mathbf{r}} = \sum_{i=1}^{q} e_{\mathbf{c}i}.$$

Рассматриваемые q секций сдвинуты в пространстве друг относительно друга и, следовательно, занимают различное положение в магнитном поле. Поэтому выражение (4-13) для э. д. с. различных секций отличается только значениями угла γ_0 . Условимся определять положение продольной оси поля по отношению магнитной оси той секции, которая помещается в середине фазной зоны. Угол между этими осями обозначим $\gamma = \gamma_{00} + \omega_1 t$ (рис. 4-3). Нетрудно видеть, что магнитная ось средней в фазной зоне секции совпадает с магнитной осью фазной обмотки. Поэтому угол γ является углом между осями поля и фазной обмотки. Обозначая угол, на который сдвинуты

1



Рис. 4-3. Положение секций фазной обмотки в магнитном поле зазора.

 2 — маснитные оси крайних секций в фазной зоне;
 3 — магнитная ось средней в фазной зоне секции;
 4 — ось поля.

последовательно соединяемые секции че рез $\Delta \gamma_0$, умножая и деля на него выраже ние для e_r и заменяя сумму интегралом при достаточно малом значении угла бу дем иметь:

$$e_{\rm r} = \frac{1}{\Delta\gamma_0} \sum_{i=1}^{q} e_{\rm ci} \Delta\gamma_0 = \frac{1}{\Delta\gamma_0} \int_{\gamma_{00}-\rho_a}^{\gamma_{00}+\rho_a} e_{\rm c} d\gamma_0, \qquad (4-14)$$

где $\gamma_{00} - \rho_a$ и $\gamma_{00} + \rho_a$ — значения угла γ_0 для крайних в фазной зоне секций (рис. 4-3).

Подставляя в (4-14) $\Delta \gamma_0 = 2 \rho_a/q$ и еси (4-13), найдем:

$$e_{\mathrm{r}} = \frac{\omega_{\mathrm{1}}q}{2\rho_{a}} \sum_{\mathrm{v}} \Psi_{\mathrm{cvm}} \left[-\cos \mathrm{v} \left(\gamma_{\mathrm{0}} + \omega_{\mathrm{1}}t \right) \right]_{\gamma_{\mathrm{00}} - \rho_{a}}^{\gamma_{\mathrm{00}} + \rho_{a}}$$

или, поскольку соз v $(\gamma_{00} - \rho_a + \omega_1 t) - \cos v (\gamma_{00} + \rho_a + w_1 t) = 2 \sin v \rho_a \sin v \times (\gamma_{00} + \omega_1 t),$

$$e_{\rm r} = \frac{\omega_1 q}{\rho_a} \sum_{\rm v} \Psi_{\rm cvm} \sin \nu \rho_a \sin \nu \left(\gamma_{00} + \omega_1 t\right) =$$
$$= \sum_{\rm v} E_{\rm rvm} \sin \nu \left(\gamma_{00} + \omega_1 t\right). \tag{4-15}$$

Амплитуда v-ой гармонической э. д. с. на зажимах группы q последовательно соединенных секций E_{rvm} в соответствии с выражениями (4-13). (4-15) равна

$$E_{\rm rvm} = \frac{\omega_1 q}{\rho_a} \Psi_{\rm cvm} \sin v \rho_a = \Psi_{\rm cvm} \omega_1 v q k_{\rm pv} = E_{\rm cvm} q k_{\rm pv}, \qquad (4-16)$$

где $k_{pv} = \frac{\sin v \rho_a}{v \rho_a}$ — уже введенный ранее коэффициент распределения обмотки при достаточно большом *q*. При ограниченном *q* коэффициент k_p . вычисляется по выражению (3-16).

Из выражения (4-16) видно, что для любой v-ой гармонической э. д. с. q последовательно соединенных секций E_{rvm} меньше арифметической суммы э. д. с. этих секций $E_{cvm} q$. Это обстоятельство обусловлено распределением секций в магнитном поле и количественно учитывается коэффициентом распределения k_{pv} . При последовательном соединении всех секций фазной обмотки (или 2p групп по q секций в каждой, см. § 2-4, 2-7) ее э. д. с. в 2p раз больше э. д. с. e_r . При наличии в обмотке a параллельных ветвей э. д. с. фазной обмотки e на основании (4-5), (4-13), (4-16) равна

$$e = \frac{2p}{a} e_{\mathbf{r}} = \frac{2p}{a} \sum_{\mathbf{v}} E_{\mathbf{r}\mathbf{v}m} \sin \mathbf{v} \left(\gamma_{00} + \omega_1 t\right) = \sum_{\mathbf{v}} E_{\mathbf{v}m} \sin \mathbf{v} \left(\gamma_{00} + \omega_1 t\right), \quad (4-17)$$

где амплитуда v-ой гармонической фазной э. д. с.

$$E_{\mathbf{v}m} = \frac{2p}{a} E_{\mathbf{r}\mathbf{v}m} = \frac{2p}{a} \Psi_{\mathbf{c}\mathbf{v}m} \omega_1 \mathbf{v} q k_{\mathbf{p}\mathbf{v}} = \Phi_{\mathbf{v}} w k_{\mathbf{o}\mathbf{b}} \mathbf{v} \omega_1 \mathbf{v}.$$
(4-18)

Здесь $w = 2w_c pq/a$ — число последовательно соединенных витков обмотки; $k_{obv} = k_{yv}k_{pv}$ — обмоточный коэффициент.

Если э. д. с. секции e_c определяется изменением потокосцепления секции Ψ_c , то э. д. с. фазной обмотки *е* есть результат изменения потокосцепления всей фазной обмотки Ψ . Очевидно, что потокосцепление Ψ принимает максимальное значение, когда ось поля совпадает с магнитной осью фазной обмотки ($\gamma = \gamma_{00} + \omega_1 t = 0$); поэтому общее выражение для Ψ имеет вид:

$$\Psi = \sum_{v} \Psi_{vm} \cos v \left(\gamma_{00} + \omega_1 t \right). \tag{4-19}$$

Для определения амплитуды v-ой гармонической потокосцепления фазной обмотки Ψ_{m} запишем амплитуду v-ой гармонической э. д. с. фазной обмотки (4-18) в виде, аналогичном выражению для амплитуды э. д. с. секции (4-13):

$$E_{\mathbf{v}m} = \Psi_{\mathbf{v}m}\omega_1 \mathbf{v}. \tag{4-20}$$

Сравнивая (4-20) и (4-18), видим, что

$$\Psi_{\mathbf{v}m} = \Phi_{\mathbf{v}} w k_{\mathrm{ob}\,\mathbf{v}}.\tag{4-21}$$

В частности, амплитуда э. д. с. первой гармонической фазной э. д. с. равна

$$E_{1m} = \Psi_{1m} \omega_1 = \Phi_1 w k_{001} \omega_1. \tag{4-22}$$

Выражения (4-17), (4-19) и (4-20) показывают, что общие соотношения между э. д. с. и потокосцеплением фазной обмотки для любой гармонической остаются такими же, как для э. д. с. и потокосцепления отдельной секции, а именно: 1) амплитуды э. д. с. и потокосцепления фазной обмотки отличаются в $\omega_1 v$ раз; 2) э. д. с. фазной обмотки отстает по фазе от потокосцепления ли/2.

Найдем теперь действующее значение v-ой гармонической фазной э. д. с. E_v; на основании (4-18)

$$E_{v} = \frac{E_{vm}}{\sqrt{2}} = 4,44\Phi_{v}wk_{ob\,v}fv, \qquad (4-23)$$

где $f = \omega_1/2\pi$ — частота основной гармонической э. д. с.

Для первой гармонической из (4-23) получим:

$$E_1 = 4,44\Phi_1 w k_{\text{ob}\,1} f. \tag{4-24}$$

Действующее значение фазной э. д. с. *Е* с учетом всех гармонических равно

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_3^2 + E_5^2 + \dots} \,. \tag{4-25}$$

Приведенные выше формулы определяют э. д. с., индуктируемую полем взаимной индукции в обмотке якоря синхронной машины. В асинхронной машине следует рассматривать только основную гармоническую в кривой поля зазора и, следовательно, лишь основную гармоническую э. д. с. фазной обмотки якоря (4-22), (4-24). Э. д. с., индуктируемая первой гармонической поля зазора в фазной обмотке ротора асинхронной машины, также может вычисляться по формулам (4-22), (4-24). Однако, поскольку ротор асинхронной машины вращается в пространстве со скоростью ω и, следовательно, относительная скорость поля и ротора равна $\omega_1 - \omega = sw_1$, то в (4-22), (4-24) вместо скорости ω_1 следует подставлять sw_1 , а вместо частоты $f = \omega_1/2\pi$ значение $f_2 = s\omega_1/2\pi = fs$. Разумеется, число витков w и обмоточный коэффициент k_{ob1} в (4-22), (4-24) должны относиться к обмотке ротора машины.

Выражение (4-23) показывает, что высшие гармонические фазной э. д. с. могут быть значительно ослаблены не только уменьшением соответствующих гармонических в кривой поля машины, но и путем выполнения обмотки, имеющей малое значение обмоточного коэффициента для нежелательных гармонических. Анализ коэффициента обмотки k_{o5} , (§ 3-4) показывает, что этому способствует необходимое укорочение шага секций и увеличение числа пазов на полюс и фазу якоря машины.

§ 4-4. Электродвижущая сила между линейными зажимами трехфазной обмотки

Вследствие сдвига в магнитном поле осей трех фазных обмоток на равные углы в 120° гармонические э. д. с. фазных обмоток, как это следует из (4-17), будут сдвинуты по фазе во времени на углы $v \cdot 120^{\circ}$. На рис. 4-4 представлены в векторном изображении фазные э. д. с. для первой, третьей и пятой гармонических.



Рис. 4-4. Векторные диаграммы первой (a), третьей (б) и пятой (в) гармонических фазных э. д. с.

При сопряжении фазных обмоток в звезду (рис. 4-5) э. д. с. между линейными зажимами обмоток равны разности фазных э. д. с., поскольку последние приняты положительными при одинаковом их направлении относительно зажимов фазных обмоток. Как видно из рис. 4-4, δ , третья гармоническая э. д. с. на линейных зажимах равна нулю. Такой же результат получается для всех гармонических, кратных трем. Величина остальных гармонических, в том числе и основной, для э. д. с., действующей на линейных зажимах обмоток, соединенных в звезду, в $\sqrt{3}$ раз больше величины соответствующей гармонической фазной э. д. с.

При соединении фазных обмоток в треугольник (рис. 4-5, б) э. д. с. между линейными зажимами является одновременно э. д. с. фазных обмоток. Поэтому любая гармоническая (за исключением третьей и кратных трем) э. д. с. на линейных зажимах равна соответствующей гармонической э. д. с. фазной обмотки. В особом положении находятся третья и кратные трем гармонические э. д. с. Эти гармонические э. д. с. совпадают по фазе во всех трех фазных обмотках.

В случае сопряжения фазных обмоток в треугольник в его замкнутом контуре указанные э. д. с., складываясь, вызывают ток. Падение напряжения от тока в сопротивлении фазной обмотки в точности равно э. д. с., так как контур треугольника является для рассматриваемого тока короткозамкнутым. Поэтому на линейных зажимах и в данном случае отсутствует напряжение третьей и кратных трем гармонических.



Рис. 4-5. Схемы соединения фазных обмоток: *а* — звезда; *б* — треугольник.

Наличие тока третьей гармонической в обмотках при соединении их в тре угольник, приводящее к дополнительным потерям в машине, заставляет в этом случае значительно уменьшать третью гармоническую э. д. с., индуктируемую в фазных обмотках.

При необходимости третья гармоническая в кривой э. д. с. может быти полностью устранена применением обмотки с шагом секций $y_1 = {}^{2}/_{3} \tau$, так как при этом коэффициент укорочения для третьей гармонической $k_{y_3} = 0$.

При соединении фазных обмоток в звезду наиболее значительными из высших гармонических э. д. с., действующими между линейными зажимами, являются обычно пятая и седьмая, поскольку третья гармоническая в этой э. д. с. отсутствует. В данном случае для ослабления пятой и седьмой гармонических э. д. с. обмотка якоря выполняется из секций с шагом $y_1 \approx 0.8 \tau$, при котором коэффициенты укорочения k_{y_5} и k_{y_7} получаются незначительными.

§ 4-5. Электродвижущая сила коллекторных обмоток от поля взаимной индукции

а) Э. Д. С. ОБМОТКИ ЯКОРЯ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Определение указанной э. д. с. сводится к нахождению э. д. с. коллекторной обмотки, действующей на щетках, неподвижных относительнос неизменного по величине поля, в котором движутся секции обмотки с заданной скоростью ω . Поскольку поле в машине постоянного тока неподвижно в пространстве, то $\omega_{\rm m} = \omega$.

На щетках действует сумма э. д. с. группы секций, вращающихся в поле, но занимающих при достаточно большом их числе примерно одинаковое положение относительно щеток. Поэтому при суммировании э. д. с. секций в выражении (4-7) угол γ_c для каждой из них уже не зависит от времени. Суммирование должно вестись по всем секциям, заключенным между двумя щетками разной полярности.

Пусть магнитные оси секций, примыкающих соответственно к первой и второй щеткам, сдвинуты относительно продольной оси поля на углы γ_0 и $\gamma_0 + 2\rho_a$ (рис. 4-6). Очевидно, на дуге $2\rho_a$ размещены все секции, суммарная э. д. с. которых и действует на щетках. Обозначим их число S_p . Тогда э. д. с. обмотки якоря (на щетках) равна

$$E = \sum_{i=1}^{S_{\rm p}} e_{\rm ci} = \frac{1}{\Delta \gamma_{\rm c}} \sum_{i=1}^{S_{\rm p}} e_{\rm ci} \Delta \gamma_{\rm c} = \frac{1}{\Delta \gamma_{\rm c}} \int_{\gamma_{\rm p}}^{\gamma_{\rm p}+2\rho_{a}} e_{\rm c} d\gamma_{\rm c}, \qquad (4-26)$$

где $\Delta \gamma_c = 2 \rho_a/S_p$, и при достаточно малом $\Delta \gamma_c$ сумма в (4-26) может быть заменена интегралом.

Подставляя в (4-26) выражение э. д. с. секции (4-7) и угла $\Delta \gamma_c$, получим:

$$E = \frac{\omega S_{\rm p}}{2\rho_a} \int_{\gamma_0}^{\gamma_0 + 2\rho_a} \left(\sum_{\nu} \nu \Psi_{\rm cvm} \sin \nu \gamma_{\rm c} \right) d\gamma_{\rm c} = \frac{\omega S_{\rm p}}{2\rho_a} \sum_{\nu} \Psi_{\rm cvm} \left[\cos \nu \gamma_0 - \cos \nu \left(\gamma_0 + 2\rho_a \right) \right]. \quad (4-27)^{-1}$$

В нормальной машине постоянного тока щетки отстоят на 180°, поэтому 2 $\rho_a = \pi$; тогда из выражения (4-27) получаем:

$$E = \frac{2\omega S_p}{\pi} \sum_{\nu} \Psi_{c\nu m} \cos \nu \gamma_0.$$
 (4-28)

Сумма, стоящая множителем в (4-28), представляет, согласно выражению (4-6) и принятому обозначению угла γ_0 , потокосцепление секции, непосредственно соединенной через коллектор со щеткой.



Рис. 4-6. Положение секций коллекторной обмотки в магнитном поле зазора.

1, 2 — магнитные оси секций, соединенных со щетками Ш1, Щ2; 3 — ось цоля.

Поэтому величина э. д. с. обмотки якоря определяется величиной потока, сцепляющегося с указанной секцией, но не зависит от формы кривой поля (рис. 4-7). Из выражения (4-28) также следует, что э. д. с. обмотки якоря имеет максимальное значение в том случае, когда $\gamma_0 = 0$, т. е. если с секцией, непосредственно соединенной со щеткой, сцепляется наибольший поток.

Устанавливая щетки на коллекторе в это положение, получим наибольшее значение э. д. с. обмотки якоря:

$$E = \frac{2\omega S_p}{\pi} \sum_{v} \Psi_{cvm} \,. \tag{4-29}$$

При сдвиге щеток из указанного положения на 90° ($\gamma_0 = \pi/2$) э. д. с. на щетках становится равной нулю.

Выражение (4-29) может быть представлено и в несколько другой форме. Число секций S_p — это число последовательно соединенных секций



Рис. 4-7. Положение секции (С), соединенной со щеткой (Щ), в магнитном поле зазора. Штриховкой указана величина потока на единицу длины машины, сцепляющегося с секцией (заштрихованные площади над и под осью абсцисс имеют противоположные

знаки).

обмотки, так как э. д. с. между щетками это э. д. с. одной параллельной ветви обмотки якоря.

Можно показать, что величина $\Psi = \frac{2}{\pi} S_{p} \sum_{n} \Psi_{cvm}$ представляет суммарное

потокосцепление со всеми S_р последовательно соединенными секциями обмотки якоря. Тогда выражение (4-29) принимает вид:

$$E = \Psi \omega. \tag{4-30}$$

Наконец, используется расчетная формула для э. д. с. E, которая получается следующим образом. Обозначая число пар параллельных ветвей обмотки постоянного тока a_{n} , полное число секций и про-

водников обмотки соответственно S и N, будем иметь:

$$S_{\rm p} = \frac{S}{2a_{\rm n}} = \frac{N}{4a_{\rm n}w_{\rm c}}.$$
 (4-31)

Угловая скорость якоря (обмотки якоря), измеряемая в электрических радианах в секунду, равна

$$\omega = \frac{2\pi n}{60} p, \qquad (4-32)$$

где *n* — скорость вращения якоря, *об/мин*.

Подставляя (4-31), (4-32) и (4-5) в выражение (4-29), получим:

$$E = \frac{p}{a_{\rm n}} \cdot \frac{n}{60} N\Phi = c_e n\Phi, \qquad (4-33)$$

где $\Phi = \sum_{y} \Phi_{y} k_{yy}$ — поток, сцепляющийся с секцией, примыкающей н щетке; c_{a} — постоянная величина.

Нормально щетки устанавливаются таким образом, что поток Φ является продольным потоком машины Φ_d .

6) Э. Д. С. НА ЩЕТКАХ КОЛЛЕКТОРНОЙ ОБМОТКИ В СЛУЧАЕ, КОГДА ПОЛЕ ПЕРЕМЕЩАЕТСЯ ОТНОСИТЕЛЬНО ЩЕТОК

Пусть скорость поля относительно коллекторной обмотки равна ω_{n} . а скорость обмотки относительно щеток ω ; тогда поле перемещается относительно щеток со скоростью, равной $\omega_{n} \pm \omega$. При этом знак плюс будет в случае, когда поле перемещается относительно обмотки в ту же сторону, куда вращается обмотка якоря; знак минус соответствует противоположному направлению вращения обмотки якоря.

Э. д. с. на щетках коллекторной обмотки в рассматриваемых условиях определяется способом, который был изложен в § 4-5. Как и раньше, э. д. с. на щетках равна сумме э. д. с. тех секций, которые заключены между соседними щетками на дуге $2\rho_a$ и которые, несмотря на вращение якоря, занимают практически одинаковое положение относительно щеток, так как при движении якоря на место выбывших из зоны $2\rho_a$ секций не-



Рис. 4-8. Положение секций коллекторной обмотки в магнитном поле зазора, вращающемся относительно щеток.

1, 2 — магнитные оси секций, соединенных сощетками Щ1, Щ2; 3 — ось поля.

прерывно приходят другие. Угол между продольной осью поля в зазоре и магнитной осью любой секции, находящейся в данном месте дуги $2\rho_a$ якоря, теперь равен $\gamma_0 + (\omega_n \pm \omega) t$. Для S_p секций, находящихся между щетками, углы различаются только значением угла γ_0 .

Обозначим угол γ_0 для секции, лежащей на середине дуги $2\rho_a$ якоря, через γ_{00} . На рис. 4-8 эта секция и ее ось представлены пунктирными линиями. На этом же рисунке нанесена продольная ось поля, отстоящая от оси указанной секции на угол $\gamma_{00} + (\omega_n \pm \omega) t$, а также секции, прилегающие к щеткам и их магнитные оси. Как видно из рисунка, углы γ_0 для секций, прилегающих к щеткам, равны $\gamma_{00} - \rho_a$ и $\gamma_{00} + \rho_a$. Э. д. с. на щетках равна

$$e = \sum_{i=1}^{S_{p}} e_{ci} = \frac{1}{\Delta \gamma_{0}} \sum_{i=1}^{S_{p}} e_{ci} \Delta \gamma_{0} = \frac{1}{\Delta \gamma_{0}} \int_{\gamma_{00} - \rho_{a}}^{\gamma_{00} + \rho_{a}} e_{c} d\gamma_{0}, \qquad (4-34)$$

где $\Delta \gamma_0 = 2 \rho_a / S_p$ принимается достаточно малым.

Подставляя в (4-34) выражение э. д. с. секции (4-7) и угла $\Delta \gamma_0$ и обозначая скорость перемещения поля относительно щеток $\omega_{\rm m} \pm \omega = \omega_2$, получим:

$$e = \frac{\omega_{\pi} S_{p}}{2\rho_{a}} \int_{\gamma_{00} - \rho_{a}} \sum_{\mathbf{v}} \mathbf{v} \Psi_{cvm} \sin \mathbf{v} \left(\gamma_{0} + \omega_{2} t\right) d\gamma_{0} =$$

$$= \frac{\omega_{\pi} S_{p}}{2\rho_{a}} \sum_{\mathbf{v}} \Psi_{cvm} \left[-\cos \mathbf{v} \left(\gamma_{0} + \omega_{2} t\right)\right]_{\gamma_{00} - \rho_{a}}^{\gamma_{00} + \rho_{a}}.$$
(4-35)

Поскольку соз v ($\gamma_{00} - \rho_a + \omega_2 t$) — соз v ($\gamma_{00} + \rho_a + \omega_2 t$) = = 2 sin v $\rho_a \sin v$ ($\gamma_{00} + \omega_2 t$), выражение (4-35) принимает вид:

$$e = \frac{\omega_{\rm n} S_{\rm p}}{\rho_a} \sum_{\rm v} \Psi_{\rm cvm} \sin v \rho_a \sin v \left(\gamma_{00} + \omega_2 t\right). \tag{4-36}$$

В (4-36) величина S_р представляет число последовательно соединенных секций обмотки, заключенных между щетками. В случае трехфазной коллекторной обмотки (три щетки на двойном полюсном делении) $2\rho_a = 2\pi/3;$ для однофазной обмотки (две щетки на двойном полюсном делении) $2\rho_a = \pi$. Как видно из (4-36),

величина э. д. с. на щетках, как и в рассмотренных выше случаях, зависит от скорости перемещения поля относительно обмотки ω_п. Частота же гармонических э. д. с. на щетках определяется скоростью поля относительно щеток ω_2 и равна $v\omega_2$, тогда как частота гармонических э. д. с. в секциях обмотки равна уш. Таким образом, коллектор со щетками является преобразователем частоты.

§ 4-6. Электродвижущая сила в обмотках, обусловленная потоком рассеяния

Потокосцепление с обмоткой, созданное потоком рассеяния этой обмотки, равно (§ 3-12):

$$\Psi_s = L_s i. \tag{4-37}$$

Э. д. с. от поля рассеяния e_s — будем ее для кратности называть э. д. с. рассеяния — равна

$$e_s = -\frac{d\Psi_s}{dt} = -L_s \frac{di}{dt}.$$
(4-38)

Для важного практического случая, когда ток обмотки изменяется во времени по гармоническому закону с угловой частотой ω, например по закону $i = I_m \sin \omega t$, э. д. с. рассеяния получается в виде:

$$e_{s} = -I_{m}\omega L_{s}\cos\omega t = E_{sm}\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right). \tag{4-39}$$

Амплитуда э. д. с. рассеяния E_{sm} может быть представлена двумя равноценными выражениями:

$$E_{sm} = I_m \omega L_s = \Psi_{sm} \omega, \qquad (4-40)$$

$$E_{sm} = I_m x_s, \tag{4-41}$$

где максимальное значение потокосцепления рассеяния

$$\Psi_{sm} = L_s I_m, \tag{4-42}$$

а $x_s = \omega L_s$ представляет собой индуктивное сопротивление рассеяния при угловой частоте ω .

В рассматриваемом случае действующее значение э. д. с. рассеяния

$$E_s = Ix_s, \tag{4-43}$$

где $I = I_m / \sqrt{2}$ — действующее значение тока обмотки.

ОБЩИЕ СООТНОШЕНИЯ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ НОРМАЛЬНЫЙ УСТАНОВИВШИЙСЯ РЕЖИМ РАБОТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ

Ł

§ 5-1. Общие замечания

Физическая сущность основного электромагнитного процесса, происходящего в электрической машине, сводится к индуктированию в обмотке якоря э. д. с. и образованию электромагнитной силы (электромагнитного момента), действующей на статор и ротор машины. В предыдущей главе были изложены вопросы определения э. д. с., индуктируемых в обмотке якоря машины. В этой главе прежде всего рассматривается второе проявление электромагнитного процесса — электромагнитны и момент машины.

Однако для изучения рабочих свойств электрической машины указанных величин самих по себе еще недостаточно. Необходимо установити также количественную связь между отдельными величинами, характеризующими рабочее состояние машины, — ее режим работы. Эта связи определяется на основе уравнений электрической машины: уравнений электрических цепей (уравнений напряжения), а для вращающейся машины — еще и уравнения моментов сил, действующих на ротор машины. Последнее носит название уравнения моментов или уравнения движения.

Все изложенное в настоящей главе относится в основном к нормальному установившемуся режиму работы электрической машины. Уравнения определяющие поведение машины в более сложных условиях, рассматриваются далее, в гл. 42.

§ 5-2. Электромагнитная мощность обмоток

Если некоторая обмотка подключена к источнику электрической энергии с напряжением *u*, то уравнение напряжения для нее будет иметь вид:

$$u = \frac{d\Psi}{dt} + ir, \tag{5-1}$$

где Ψ, *i* — потокосцепление и ток обмотки; *r* — активное сопротивление обмотки.

Умножая (5-1) на *i* dt, получим уравнение баланса энергии:

$$ui dt = i d\Psi + i^2 r dt. \tag{5-2}$$

Здесь *ui* dt представляет собой электрическую энергию, потребляемую обмоткой из источника за время dt; $i^2r dt$ — энергию, рассеиваемую в обмотке в виде тепла; $i d\Psi$ — приращение энергии электромагнитного поля, связанного с обмоткой.

Деля (5-2) на dt, получим уравнение соответствующих мощностей:

$$ui = i\frac{d\Psi}{dt} + i^2 r.$$
 (5-3)

В (5-3) член *i* $\frac{d\Psi}{dt}$ представляет энергию, переходящую из обмотки в электромагнитное поле за единицу времени; эта величина называется электромагнитной мощностью обмотки.

Если обмотка сама является источником электрической энергии, то она получает энергию из электромагнитного поля и направление потока энергии становится противоположным по сравнению с рассмотренным выше.

Определим электромагнитную мощность обмотки, обтекаемой током и находящейся в магнитном поле, с помощью в ектора Пойнтинга. Как известно, мощность потока электромагнитной энергии, проходящей сквозь единицу поверхности (нормальной к направлению распространения энергии), равна модулю вектора Пойнтинга П, определяемого в виде векторного произведения:

$$\mathbf{\Pi} = [\mathbf{E} \cdot \mathbf{H}],$$

где Е, Н — векторы напряженности электрического и магнитного полей. Направление вектора П совпадает с направлением потока энергии.

Пусть имеются две трехфазных (в общем случае многофазных) обмотки, расположенных на статоре и роторе машины. Проводники таких обмоток равномерно распределены вдоль поверхностей сердечников, отделенных друг от друга зазором (рис. 5-1, *a*). Предположим, что индукция магнитного поля в зазоре распределена по гармоническому закону и поле вращается в пространстве с угловой скоростью Ω_1 . Угловая и линейная скорости поля относительно проводников обмотки статора соответственно равны Ω_1 и $v_1 = \Omega_1 R$, где R — внутренний радиус статора. Вектор E, обусловленный вращающимся магнитным полем, направлен вдоль проводников обмоток, а модуль вектора E равен э. д. с., индуктируемой полем на единице длины сердечника. При принятом характере поля величина E в зазоре определяется по формуле

$$E = B_{\delta} v_1 = B_{\delta} \Omega_1 R, \tag{5-4}$$

где B_{δ} — индукция в данной точке зазора.



Рис. 5-1. К определению электромагнитной мощности обмоток: *а* — схематической представление обмоток в электрической машине; *б* — поле в области проводниког *в* — направление вектора П.

1 — статор; 2 — ротор; 3 — трубки поля взаимной индукции.

Рассмотрим электромагнитное поле в области расположения активно части обмотки статора, т. е. в пространстве полого цилиндра, заключен ного между поверхностью статора и вспомогательной поверхностью, сле которой на рис. 5-1, а показан пунктиром. Длина цилиндра равна расчет ной длине машины l'. Выделим в указанном пространстве частичный объем который занимают проводники обмотки статора, лежащие обычно в паз сердечника. Охватим проводники поверхностью: ее след образует конту *абег* (рис. 5-1, δ). При определении электромагнитной мощности сквоз эту поверхность $P_{\text{эм.п}}$ следует иметь в виду, что векторы Е и Н располо жены в перпендикулярных плоскостях. Поэтому вектор П, определяющи электромагнитную мощность обмотки статора, расположен всюду в пло скости поперечного сечения машины, направлен перпендикулярно вектор Н и численно равен П = ЕН. На основании сказанного

$$P_{\mathfrak{M},\Pi} = l' \oint \Pi_{\Pi} dl = l' \oint E H_l dl = l' E \oint H_l dl, \qquad (5-5)$$

где Π_n — нормальная составляющая II, а H_1 — касательная составляющая II по отношению к замкнутому контуру интегрирования абвга (рис. 5-1, s).

По закону полного тока

$$\oint H_l \, dl = i, \tag{5-6}$$

где i — полный ток проводников одного паза.

Подставляя (5-4) и (5-6) в (5-5), получим:

$$P_{\mathfrak{I}\mathfrak{M}.\mathfrak{I}} = F_{\mathfrak{I}}R\Omega_{\mathfrak{I}} = m_{\mathfrak{I}}\Omega_{\mathfrak{I}},\tag{5-7}$$

где $F_{\rm II} = B_{\delta} i l'$ — электромагнитная сила, действующая на проводники в пазу статора; $m_{\rm II}$ — момент этой силы.

Складывая электромагнитные мощности от отдельных проводников $P_{\text{ом.n}}$ на всей окружности статора, получим электромагнитную мощность всей обмотки статора, равную

$$P_{\mathfrak{PM}_1} = M_{\mathfrak{PM}_1}\Omega_1, \tag{5-8}$$

где $M_{\text{ЭМ1}}$ — электромагнитный момент, обусловленный всей обмоткой статора и равный сумме m_{H} от отдельных проводников.

Вследствие периодического изменения во времени тока *i* и индукции *B* (следовательно, и *E*), мощность $P_{3M, \Pi}$ и момент m_{Π} также периодически изменяются во времени и средние их значения зависят от фазового сдвига между током и э. д. с. в проводнике. Однако мощность P_{3M1} и момент M_{3M1} в случае симметричной системы фазных токов и э. д. с. представляют постоянные во времени величины (уравновешенная многофазная система).

Итак, для рассмотренных условий электромагнитная мощность обмотки равна электромагнитному моменту, действующему на обмотку и умноженному на угловую скорость вращения поля относительно обмотки.

Поэтому для обмотки ротора, вращающейся в пространстве с угловой скоростью Ω , электромагнитная мощность P_{3M2} определяется в виде:

$$P_{\mathfrak{M}_2} = M_{\mathfrak{M}_2} \left(\Omega_1 - \Omega \right) = M_{\mathfrak{M}_2} s \Omega_1, \tag{5-9}$$

где $M_{_{9M2}}$ — электромагнитный момент, действующий на обмотку ротора; s — скольжение ротора. Следует заметить, что вектор II во всех точках имеет две взаимно пер пендикулярных составляющих: одну — направленную в сторону вра щения магнитного поля, другую — в радиальном направлении. Первая составляющая II характеризует энергию, запасенную в магнитном поле в данной точке эта составляющая переменна, во всем объеме поля суммя их равна нулю (запасенная энергия поля постоянна). Вторая составляю щая II характеризует постоянный поток энергии: поток II_п, через элемен тарную грань *аг* (рис. 5-1, *в*) и в целом через зазор (рис. 5-1, *а*) определяет полезную электромагнитную мощность $P_{\mathfrak{M}}$; поток II_п через элементарную грань *бв* и в целом через поверхность статора представляет потери в стали сердечника p_{c} .

Если рассматриваемая обмотка не вращается (обмотка статора) часть машины, на которой она расположена, механической работы не совершает, и электромагнитная мощность Р_{эм} такой обмотки предста вляет собой мощность электромагнитного поля в воздушном зазоре, пере даваемую через зазор на другую часть машины (ротор) или получаемую с нее

В электрических машинах направление потока энергии, характеризуемого мощностями $P_{\partial M}$, $P_{\partial M_1}$, $P_{\partial M_2}$, может меняться в зависимости от режима машины (двигатель, генератор); поток энергии, характеризуемый мощностью p_c , неизменно направлен в сердечник, ибо он соответствует потерям в стали сердечника.

§ 5-3. Энергетические диаграммы электрических машин

Рассмотрим э н е р г е т и ч е с к у ю д и а г р а м м у электрической машины, показывающую связь и соотношения между различными мощностями в машине при преобразовании электрической энергии в механическую (двигатель) и обратно (генератор).

При построении энергетической диаграммы следует учесть, что сердечник якоря машины перемагничивается с частотой, либо равной частоте сети переменного тока (50 гц), как это имеет место в машинах переменного тока, либо с частотой порядка указанной (в машинах постоянного тока). Вторая часть машины либо не перемагничивается вовсе (синхронные машины и машины постоянного тока), либо частота перемагничивания достаточно мала (асинхронные машины). Поэтому будем учитывать лишь потери в стали сердечника якоря вращающейся машины.

Рассмотрим общий случай, когда и на статоре и на роторе расположены обмотки, присоединенные к электрическим сетям с фазными напряжениями U_1 , U_2 . На рис. 5-2 обмотки изображены трехфазными, хотя вообще они могут быть многофазными с числом фаз m_1 на статоре и m_2 на роторе.

Будем считать для определенности, что обмотка якоря находится на статоре машины, хотя место ее нахождения не имеет принципиального значения для рассматриваемого вопроса. Магнитное поле в воздушном зазоре вращается относительно обмоток статора и ротора с угловой скоростью (в электрических радианах в секунду), равной угловой частоте сети, к которой присоединена рассматриваемая обмотка, так как только в этом случае э. д. с., индуктируемая полем, имеет такую же частоту, как и напряжение сети. Скорости вращения поля относительно обмоток статора и ротора соответственно равны $\omega_1 = 2\pi f_1$ и $\omega_2 = 2\pi f_2 = \omega_1 s$, а скорость вращения ротора (направленная в сторону движения поля) должна составлять $\omega = \omega_1 - \omega_2 = \omega_1 (1-s).$

Пусть машина работает

лем, потребляя электрическую энергию



Рис. 5-2. Схема включения обмоток статора и ротора машины.

1 — статор; 2 — ротор; 3 — контактные кольца.

из сети, к которой присоединена обмотка статора (якоря). Потребление энергии обмоткой статора будем характеризовать мощностью $P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1$. Часть поступившей в обмотку статора энергии рассеивается в самой обмотке в виде потерь; мощность этой энергии равна $P_{\rm M1} = m_1 I_1^2 r_1$. Остальная, бо́льшая часть представляет энергию электромагнитного поля, обусловленную результирующим магнитным полем воздушного зазора и током обмотки статора. Это — рассмотренная выше электромагнитная мощность обмотки статора

лвигате-

$$P_{\mathfrak{I}\mathfrak{M}\mathfrak{I}} = P_{\mathfrak{I}} - p_{\mathfrak{M}\mathfrak{I}}. \tag{5-10}$$

Как было показано в § 5-2, часть ее направлена в сердечник статора и равна потерям в стали *p*_c. Другая часть, равная

$$P_{\mathfrak{D}\mathfrak{M}} = P_{\mathfrak{D}\mathfrak{M}\mathfrak{1}} - p_{\mathfrak{c}},\tag{5-11}$$

направлена на ротор и представляет собой мощность электромагнитного поля в зазоре.

Электромагнитная мощность $P_{\rm 9M}$ поля зазора, в котором вращается ротор и его обмотка, в свою очередь, распадается на две части. Электромагнитное поле совершает механическую работу, мощность которой

определяется моментом электромагнитных сил, приложенных к ротору $M_{\rm PM}$, и скоростью вращения ротора и равна

$$P_{\rm MX} = M_{\rm PM}\Omega = M_{\rm PM}\Omega_1 (1-s). \tag{5-12}$$

Другая часть — обозначим ее $P_{\rm 2M2}$ — электромагнитным путем передается в обмотку ротора. Эта часть электромагнитной мощности $P_{\rm 2M2}$ зависит от результирующего поля в зазоре и тока обмотки ротора и определяется, как было показано в предыдущем параграфе, произведением электромагнитного момента, действующего на ротор, и угловой скорости перемещения поля относительно ротора:

$$P_{\mathfrak{DM}\,2} = M_{\mathfrak{DM}}\Omega_2 = M_{\mathfrak{DM}}\Omega_1 s. \tag{5-13}$$

Очевидно, что

$$P_{\partial M} = P_{MX} + P_{\partial M2} = M_{\partial M}\Omega_1(1-s) + M_{\partial M}\Omega_1s = M_{\partial M}\Omega_1.$$
(5-14)

Этот же результат получается и путем рассмотрения вектора Пойнтинга для статора: момент, приложенный к статору, равен M_{PM} , а поле зазора вращается относительно него со скоростью Ω_1 .

Электромагнитная мощность обмотки ротора P_{3M2} частично рассеивается в виде потерь в активном сопротивлении обмотки ротора $p_{M2} = m_2 I_2^3 r_2$, а оставшаяся часть, равная

$$P_{29} = P_{3M2} - p_{M2}, \tag{5-15}$$

передается в сеть, к которой подключена обмотка ротора.

Мощность $P_{\rm MX}$, характеризующая механическую работу, совершаемую электромагнитными силами, расходуется на покрытие механических потерь в машине $p_{\rm MX}$, а остальная часть P_2 определяет полезную механическую работу на валу двигателя. Следовательно, будем иметь:

$$P_2 = P_{\rm MX} - p_{\rm MX}$$
. (5-16)

На рис. 5-3, *а* приведена энергетическая диаграмма двигателя для случая s > 0, т. е. когда, в соответствии с (5-14), $P_{\rm MX} < P_{\rm 2M}$. Она построена на основе полученных соотношений (5-10) — (5-16). Направление преобразования энергии показано стрелками. Заштрихованная область условно показывает воздушный зазор машины.

Если направление электрической энергии в обмотке ротора изменить, т. е. если эта обмотка будет получать электрическую мощность P_{29} из сети, что возможно в специальных случаях, то при неизменном по величине электромагнитном моменте M_{9M} мощность P_{MX} увеличится, так как в рассматриваемом случае на основании (5-14) будем иметь: $P_{MX} = P_{9M} +$ $+ P_{9M2}$. Это означает, что двигатель должен работать при большей ско-


Рис. 5-3. Энергетическая диаграмма двигателя, работающего при положительном (a) и отрицательном (б) скольжениях.

рости, чем в предыдущем случае, и, как следует из выражений для $P_{_{\rm ЭМ}}$ и $P_{_{\rm MX}}$ (5-12), (5-14), должно быть s < 0. Энергетическая диаграмма для двигателя, работающего при s < 0, представлена на рис. 5-3, б.

Когда машина работает генератором, направление преобразования энергии по сравнению с таковым для двигательного режима изменяется на противоположное. Мощность, определяемая работой внешней механической силы, приложенной к валу генератора, потребляется генератором и поэтому обозначается P_1 . Мощность, равная $P_1 - p_{MX}$, представляет собой, как и раньше, мощность электромагнитного поля, преобразованную из механической мощности:

$$P_{1} - p_{MX} = P_{MX} = M_{\Im M} \Omega_{1} (1 - s).$$
(5-17)

Если часть ее переходит в электромагнитную мощность обмотки ротора $P_{\rm 2M2}$ и дальше передается в сеть, то мощность электромагнитного поля, передаваемая в статор $P_{\rm 2M}$, меньше мощности $P_{\rm MX}$. Часть мощности $P_{\rm 2M}$ электромагнитным путем переходит в потери в стали статора $p_{\rm c}$, а другая часть — $P_{\rm 2M1}$ — в обмотку статора. В сеть отдается полезная электрическая мощность, равная

$$P_2 = P_{\partial M_1} - p_{M_1}. \tag{5-18}$$



Рис. 5-4. Энергетическая диаграмма генератора, работающего при отрицательном (a) и положительном (б) скольжениях.



Рис. 5-5. Энергетическая диаграмма синхронных машин и машин постоянного тока, работающих в режимах двигателя (а) и генератора (б).

Для принятого направления электрической мощности P_{29} будем иметь: $P_{MX} > P_{9M}$, поэтому генератор должен работать при s < 0. Энергетическая диаграмма для рассмотренного случая приведена на рис. 5-4, *a*.

При изменении знака у скольжения *s* меняется направление потока энергии в обмотке ротора. Энергетическая диаграмма генератора, работающего при s > 0, приведена на рис. 5-4, 6.

Если обмотка ротора не присоединена к сети, т. е. если $P_{22} = 0$ (машина с короткозамкнутой обмоткой ротора), то справедливы лишь энергетические диаграммы, приведенные на рис. 5-3, *a* и 5-4, *a*, так как в этих случаях потери p_{M2} могут покрываться либо за счет сети, к которой подключена обмотка статора (рис. 5-3, *a*), либо за счет механической мощности с вала (рис. 5-4, *a*). Следовательно, асинхронная машина с короткозамкнутым ротором может работать двигателем только при s > 0, а генератором только при s < 0.

При s = 0 (скорость ротора Ω равна скорости вращения поля относительно обмотки якоря Ω_1) электромагнитная мощность обмотки ротора $P_{3M2} = M_{\Im M} \Omega_1 s = 0$ и энергетические диаграммы, представленные на рис. 5-3, 6 и 5-4, 6, принимают вид, указанный на рис. 5-5. Обмотка ротора, присоединенная к источнику постоянного тока ($\omega_2 = 0$), потребляет мощность P_{29} , идущую на покрытие потерь в этой обмотке p_{M2} . Такую обмотку, обтекаемую постоянным током, называют о б м о т к о й в о з б у ж д е н и я и потери в ней обозначают p_{R} .

Энергетические диаграммы на рис. 5-5 справедливы для синхронных машин и машин постоянного тока. В последнем случае, несмотря на то,

что сеть, к которой присоединена обмотка якоря, имеет постоянное напряжение (частота равна нулю), основной энергетический процесс протекает так же, как в синхронной машине. Объясняется это тем, что в обмотке якоря индуктируется переменная э. д. с. частоты ω, а между сетью и обмоткой якоря помещается коллекторное устройство, являющееся преобразователем частоты.

Следует иметь в виду, что в энергетических диаграммах рис. 5-5 потери $p_{M2} = p_B$ покрываются от отдельного источника электрической энергии, не связанного с рассматриваемой электрической машиной. Потери p_B должны быть учтены при определении коэффициента полезного действия электрической машины: их следует прибавить к мощности P_1 , подводимой к обмотке якоря двигателя или к валу генератора. При других способах питания обмотки возбуждения синхронных



Рис. 5-6. Энергетическая диаграмма трансформатора.

машин и машин постоянного тока потери $p_{\rm B}$ на энергетических диаграммах непосредственно связаны с потоком мощности (от P_1 к P_2).

В трансформаторе обе обмотки неподвижны, поэтому в общем рассмотрении для него нужно считать s = 1,0 и мощность $P_{\rm MX} = 0$. Из диаграммы на рис. 5-3, *a*, справедливой при s > 0, полагая на ней $P_{\rm MX} = 0$, получим энергетическую диаграмму трансформатора, изображенную на рис. 5-6. Здесь электрическая мощность вторичной обмотки трансформатора P_{29} обозначена P_2 , так как она представляет полезную, отдаваемую мощность трансформатора. Потери $p_{\rm C}$ являются потерями в стали во всем сердечнике. Электромагнитные мощности $P_{\rm 3M1}$ и $P_{\rm 3M2}$ определяются потоком взаимной индукции обмоток и соответствующими токами обмоток.

§ 5-4. Электромагнитный момент машины

Электромагнитный момент действует в машине одновременно на статор и ротор и притом в противоположных направлениях. Его можно определить различными путями. Для нормального установившегося режима работы машин выше была установлена связь между электромагнитной мощностью и электромагнитным моментом. Из (5-13), (5-14) получаем общие выражения для электромагнитного момента:

$$M_{\rm PM} = \frac{P_{\rm PM}}{\Omega_1},\tag{5-19}$$

$$M_{\mathfrak{PM}} = \frac{P_{\mathfrak{PM}}}{\Omega_1 s}.$$
 (5-20)

При этом для синхронных машин и машин постоянного тока единственным выражением является выражение (5-19), поскольку у таких машин $P_{\partial M.2}=0$, s=0. Для асинхронных машин более удобно выражение (5-20), которое для машин с короткозамкнутым ротором ($P_{2\partial}=0$) на основании (5-15) принимает вид:

$$M_{\mathfrak{PM}} = \frac{p_{\mathfrak{M}\,\mathfrak{P}}}{\Omega_1 s}.\tag{5-21}$$

В соответствии с (5-19) и энергетической диаграммой рис. 5-5, б для синхронного генератора и генератора постоянного тока будем иметь:

$$M_{\mathfrak{PM}} = \frac{P_{\mathfrak{PM}}}{\Omega_1} = M_{\mathfrak{PM}} + M_{\mathfrak{PM}.c}, \qquad (5-22)$$

где $M_{\mathfrak{PM1}} = P_{\mathfrak{PM1}}/\Omega_1$, $M_{\mathfrak{PM.}c} = p_c/\Omega_1$ — электромагнитные моменты, обусловленные соответственно обмоткой якоря машины и потерями в стали сердечника якоря.

При переходе машины в двигательный режим изменяется знак у моментов $M_{\text{эм1}}$ и $M_{\text{эм}}$, а знак $M_{\text{эм.с}}$ сохраняется неизменным.

§ 5-5. Уравнение движения ротора электрической машины (уравнение моментов)

Из механики известно, что уравнение движения вращающегося твердого тела определяется следующим образом: сумма моментов внешних сил, приложенных к телу, равна произведению его момента инерции на угловое ускорение. Поэтому уравнение движения ротора электрической машины имеет общий вид:

$$\sum_{i} m(F_{i}) = J \frac{d\Omega}{dt}, \qquad (5-23)$$

где J — момент инерции ротора; $m(F_i)$ — момент внешней силы F_i , принимаемый положительным, если он действует в положительном направлении вращения ротора.

Внешними силами, действующими на ротор, являются: электромагнитная сила, механическая сила, приложенная к валу машины, и силы трения (трение в подшипниках и о среду, в которой вращается ротор).

При наличии на роторе машины вентилятора его влияние можно учесть соответствующим увеличением сил трения. В дальнейшем предполагается, что обмотка возбуждения синхронной машины и машины постоянного тока питается от источника, не связанного механически с ротором.

При работе машины в режиме генератора момент механической силы на валу M_1 действует в направлении вращения ротора — он является движущим моментом, а электромагнитный момент $M_{\text{эм}}$ и момент от силы трения $M_{\text{мx}}$ действуют в противоположном направлении — они являются тормозящими моментами. Поэтому для рассматриваемого режима уравнение (5-23) принимает вид:

$$M_1 - M_{\partial M} - M_{MX} = J \frac{d\Omega}{dt}, \qquad (5-24)$$

где $M_1 > 0; M_{\text{эм}} > 0; M_{\text{мx}} > 0.$

При переходе к двигательному режиму в (5-24) знак моментов $M_{\rm 2M}$ и M_1 меняется на противоположный, т. е. $M_{\rm 2M}$ и M_1 становятся отрицательными, а знак момента $M_{\rm MX}$ сохраняется, так как в этом режиме движущим становится электромагнитный момент, а тормозящими — момент механической силы на валу и момент от сил трения. Вместе с тем, рассматривая двигательный режим обособленно, более удобно оперировать с положительными значениями моментов машины. Принимая момент механических сил и электромагнитный момент положительными в двигательном режиме и обозначая момент механической силы через M_2 (полезный момент), будем иметь уравнение движения двигателя в форме:

$$M_{\rm PM} - M_2 - M_{\rm MX} = J \frac{d\Omega}{dt}, \qquad (5-25)$$

где $M_{\text{эм}} > 0$; $M_2 > 0$; $M_{\text{мx}} > 0$.

Уравнения движения в форме (5-24), (5-25) будем в дальнейшем применять при исследовании асинхронных машин, для которых электромагнитный момент $M_{\rm PM}$ определяется выражением (5-21).

У синхронных машин и машин постоянного тока момент $M_{\rm PM}$ определяется, как это видно из (5-22), с помощью электромагнитной мощности обмотки якоря и потерь в стали. Подставляя в (5-24) величину $M_{\rm PM}$ из (5-22), получим для генераторного режима этих машин:

 $M_1 - M_{\Theta M 1} - M_0 = J \frac{d\Omega}{dt}, \qquad (5-26)$

где $M_0 = M_{MX} + M_{\partial M. c.}$

Аналогично для двигательного режима, если он исследуется обособленно, вместо уравнения (5-25) будем иметь:

$$M_{\Theta M1} - M_2 - M_0 = J \frac{d\Omega}{dt}.$$
 (5-27)

Для синхронных машин и машин постоянного тока форма уравнений движения ротора (5-26), (5-27) более удобна, чем (5-24), (5-25), так как момент M_0 в большинстве случаев может быть принят постоянным, не зависящим от величины нагрузки машины, а момент $M_{\rm PM1}$ нетрудно определить через электромагнитную мощность обмотки якоря $P_{\rm PM1}$. Поэтому при исследовании указанных машин будут использованы уравнения движения ротора (5-26), (5-27).

Отметим, что уравнение движения ротора называют также у равнением моментов.

Величина $J \frac{d\Omega}{dt}$ в уравнении движения называется д и н а м и ч е с к и м м о м е н т о м, так как она отлична от нуля только в неустановившемся режиме, когда ротор вращается с изменяющейся во времени скоростью. В установившемся режиме $d\Omega/dt = 0$, и уравнения моментов (5-24) — (5-27) принимают вид:

$$M_1 = M_{\rm PM} + M_{\rm MX}, \qquad (5-28)$$

$$M_{\rm PM} = M_2 + M_{\rm MX} \,, \tag{5-29}$$

$$M_1 = M_{\partial M_1} + M_0, (5-30)$$

$$M_{\mathfrak{DM}_1} = M_2 + M_0. \tag{5-31}$$

Приведенные уравнения моментов полностью соответствуют энергетическим диаграммам машин. В этом нетрудно убедиться, если от уравнений моментов перейти к уравнениям мощностей, которые получаются умножением (5-28)—(5-31) на угловую скорость ротора Ω:

$$P_1 = P_{\rm MX} + p_{\rm MX} \,, \tag{5-32}$$

$$P_{\rm MX} = P_2 + p_{\rm MX} \,, \tag{5-33}$$

$$P_1 = P_{\mathfrak{M}1} + p_0, \tag{5-34}$$

$$P_{\partial M1} = P_2 + p_0, \tag{5-35}$$

где потребляемая генератором мощность $P_1 = M_1\Omega$; отдаваемая (полезная) двигателем мощность $P_2 = M_2\Omega$; $p_0 = M_0\Omega = p_{\rm MX} + p_c$; механические потери $p_{\rm MX} = M_{\rm MX}\Omega$; потери в стали $p_{\rm c} = M_{\rm 2MC}\Omega$.

Уравнениям (5-32), (5-33) для асинхронных машин соответствуют энергетические диаграммы на рис. 5-4 и 5-3; уравнениям (5-34), (5-35) для синхронных машин и машин постоянного тока — диаграммы на рис. 5-5, б и 5-5, а.

§ 5-6. Уравнения напряжений обмоток машин в установившемся режиме

На рис. 5-7, *а* схематически показаны цепи обмоток якорей двух машин постоянного тока, работающих в генераторном режиме, когда э. д. с. *E*, индуктируемые в обмотках результирующим полем зазора, и токи в них *I* имеют одинаковое направление. Обозначая напряжение на зажимах якорей *U* и обхоля любой контур схемы на рис. 5-7, *a* по часовой стрелке, получим на основании з а к о н а К и р х г о ф а уравнение напряжений якоря каждой из машин в виде:

E = U + Ir.

или

$$U = E - Ir. \tag{5-36}$$

На рис. 5-7, а нанесены положительные направления э. д. с. и тока, поэтому в (5-36): U > 0; E > 0; I > 0.

Выше было получено соотношение (5-18) между мощностями в генераторе, причем в рассматриваемом случае отдаваемая (полезная) генератором мощность $P_2 = UI$, а потери в обмотке якоря $p_{\rm M1} = I^2 r$. Умножая (5-36) на ток I и сравнивая результат с (5-18), получим:

$$P_2 = P_{\rm 3M1} - p_{\rm M1}, \tag{5-37}$$



Рис. 5-7. Варианты положительных направлений напряжения, э. д. с. и тока в цепях якорей машин постоянного (*a*-*e*) и переменного (*z*) тока.

где электромагнитная мощность обмотки якоря

$$P_{\text{PM1}} = EI.$$
 (5-38)

При работе одной из машин в двигательном режиме ток в ее обмотки якоря *I* направлен противоположни э. д. с. *E*. Поэтому, если сохранити положительные направления *E* и *I* принятые на рис. 5-7, *a* и, следовательно, форму уравнения напряжений (5-36), ток *I* у двигателя стане: отрицательным. В (5-37) будут такжи отрицательными мощности: электромагнитная P_{2M1} и потребляемая двигателем $P_1 = UI$.

При исследовании только двигательного режима, как отмечалост ранее, удобно оперировать положительными мощностями. Этого можно достичь двумя путями: 1) изменити на схеме рис. 5-7, а положительнос направление тока I (на рис. 5-7, с двигателем является машина II) 2) оставить на схеме рис. 5-7, а положительное направление э. д. с. И и тока I, но изменить положительное направление внешнего напряжения сети, т. е. принять его равным $U_1 = - U$ (рис. 5-7, с).

В первом случае уравнение на пряжений цепи якоря двигателя по лучает вид:

$$U = E + Ir, \qquad (5-39)$$

где U > 0; E > 0; I > 0.

Потребляемая двигателем мощность $P_1 = UI$ и электромагнитная мощность $P_{\text{ЭМІ}} = EI$ оказываются положительными и связаны соотно шением (5-10), получаемым умноже нием уравнения (5-39) на ток *I*. Во втором случае уравнение напряжений цепи якоря двигателя запишется в виде:

$$U_1 = -E + Ir,$$
 (5-40)

где $U_1 > 0$; I > 0, но E < 0 (ток I и э. д. с. E направлены противоположно). Мощности $P_1 = U_1 I$, $P_{\text{ЭМ1}} = -EI$ положительны и связаны соотношением (5-10).

Обратимся теперь к уравнениям напряжений цепи обмотки якоря машин переменного тока. Напряжения и токи в этой цепи в установившемся режиме можно считать гармоническими функциями времени. Поэтому используем комплексную форму записи уравнений. Если обозначить \dot{E} и \dot{E}_s э. д. с., индуктируемые в фазной обмотке результирующим полем зазора и полем рассеяния, то для режима генератора при положительных направлениях \dot{E} , тока обмотки якоря \dot{I} и напряжения на зажимах якоря \dot{U} (рис. 5-7, *г*), аналогичных показанным на рис. 5-7, *а* для машин постоянного тока, получим уравнение цепи обмотки якоря такого же вида, как и (5-36):

$$\dot{U} = \dot{E} + \dot{E}_s - \dot{I}r.$$
 (5-41)

Для сохранения положительного знака у мощностей машины в двигательном режиме можно использовать указанные выше два способа видоизменения исходного уравнения (5-41). При изменении положительного направления внешнего напряжения будем иметь:

$$\dot{U}_1 = -\dot{U} = -(\dot{E} + \dot{E}_s) + \dot{I}r,$$
 (5-42)

т. е. приложенное напряжение равно сумме э. д. с., индуктируемых в обмотке и взятых с отрицательным знаком, и падения напряжения в активном сопротивлении.

Другая форма записи уравнения напряжения обмотки якоря двигателя получается из (5-41) путем изменения положительного направления тока \dot{I} . При этом, в отличие от машин постоянного тока, в уравнении должны быть одновременно изменены знаки у тех э. д. с., которые определяются током обмотки \dot{I} . В (5-41) в явном виде от тока \dot{I} зависит только э. д. с. \dot{E}_s , поэтому вместо (5-41) в рассматриваемом случае получим:

$$\dot{U} = \dot{E} - \dot{E}_s + \dot{I}r.$$
 (5-43)

Следует подчеркнуть, что если э. д. с. Ė от результирующего поля в машине разложить на составляющие э. д. с. от отдельных полей, то та (или те) составляющая, которая определяется током İ, должна в (5-43) входить с отрицательным знаком. Если вся э. д. с. Ė зависит от тока обмотки, как это имеет место в трансформаторе и асинхронной машине, то тогда уравнения (5-42) и (5-43) ничем не отличаются друг от друга.

Будем в дальнейшем для обмоток якорей машин постоянного и переменного тока использовать форму записи уравнения напряжения в виде (5-36), (5-41) или (5-39), (5-43). Эти уравнения справедливы и для других обмоток. Для тех обмоток, с зажимов которых энергия передается в сеть (генераторный режим обмотки), уравнения напряжения имеют вид (5-36), (5-41); для тех же обмоток, которые потребляют электрическую энергию (они в этом отношении эквивалентны обмотке якоря у двигателя), — уравнения напряжения аналогичны (5-39), (5-43).

Так, уравнение напряжений первичной обмотки трансформатора аналогично уравнению (5-43), а вторичной обмотки — уравнению (5-41).

Общие выражения для электромагнитной мощности $P_{\rm 3M1}$, мощности, отдаваемой генератором (P_2) или потребляемой двигателем (P_1) переменього тока, можно получить на основе уравнений (5-41) и (5-43).

Если учесть, что $p_{M1} = \text{Re}(\tilde{I}\tilde{I}r) = I^2r$; $\text{Re}(\dot{E}_s\tilde{I}) = \text{Re}(-jx_s\dot{I}\tilde{I}) = 0$, то, умножая сопряженный комплекс тока \tilde{I} на комплекс напряжения \dot{U} из (5-41) и (5-43), вычисляя мощности и сравнивая получаемые соотношения с (5-10) для двигателя и с (5-18) для генератора, найдем:

$$P_1$$
 или $P_2 = m \operatorname{Re}(\dot{U}\tilde{I}) = mUI \cos \varphi = mUI_a,$ (5-44)

$$P_{\mathfrak{P}_{\mathsf{M}\,\mathsf{I}}} = m \operatorname{Re}\left(\dot{E}\tilde{I}\right) = mEI\cos\varphi_{\mathfrak{P}},\tag{5-45}$$

где φ и φ_{ϑ} — углы между комплексом I и соответственно комплексами U и E; I_a — активная составляющая тока. В выражениях (5-44), (5-45) U, E и I представляют действующие значения напряжения, э. д. с. и тока.

Реактивная мощность обмоток машин определяется в виде:

$$Q = m J \operatorname{m} (\dot{U}\tilde{I}) = m U I \sin \varphi = m U I_r, \qquad (5-46)$$

где I_r — реактивная составляющая тока.

Tаким образом, реактивная мощность принимается положительной в случае, когда ток I (и реактивная составляющая I_r) отстает по фазе от напряжения U ($\varphi > 0$).

При использовании уравнения напряжения (5-41) для анализа процессов в машине переменного тока будем говорить, что последняя генерирует реактивную мощность (при $\varphi \neq 0$) того или иного знака. Если при этом Q > 0, можно условно считать электрическую машину источником реактивной мощности, а при Q < 0 — ее потребителем.

Необходимо иметь в виду, что применение для двигательного режима уравнения (5-43), в котором изменено положительное направление тока \dot{I} , сопровождается изменением знака не только активной, но и реактивной мощности.

Это можно видеть из рис. 5-8. Следовательно, действительно генерируемая двигателем реактивная мощность в этом случае имеет знак, противоположный тому, который получается на основании (5-43). Поскольку, однако, изменение положительного направления тока \dot{I} двигателя на схеме рис. 5-7, г делает его эквивалентным некоторому нассивному сопротивлению $r_9 + jx_9$ (подобному сопротивлению нагрузки $r_{\rm Hr} + jx_{\rm Hr}$ на



Рис. 5-8. Диаграмма двигательного режима машины переменного тока, описываемого: a уравнением (5-44); 6 уравнением (5-43).

рис. 5-7, г), то знак реактивной мощности, получающийся на основе уравнения (5-43), показывает, какая реактивная мощность должна генерироваться другими электрическими машинами, описываемыми уравнениями (5-41).

§ 5-7. Представление временных и пространственных переменных с помощью векторов

В обмотках машин переменного тока (за исключением обмотки возбуждения синхронной машины) напряжения, токи и потокосцепления в нормальном режиме являются гармоническими функциями времени. Как известно, мгновенные значения таких напряжений, токов и потокосцеплений можно определить с помощью векторов.

Пусть, например, требуется определить мгновенное значение тока $i = I_m \cos(\omega t - \varphi)$ с помощью вектора тока I. Для этого на диаграмме изображают вектор I, вращающийся относительно некоторой неподвижной оси, называемой линией в ремени, с угловой скоростью, равной угловой частоте тока ω . Модуль вектора I равен амплитуде тока I_m . Положение вектора I относительно линии времени определяется углом между ними, равным при косинусоидальном изменении тока аргументу



Рис. 5-9. Векторное представление фазных токов с помощью вектора фазного тока (a, б) и изображающего вектора (в).

косинусоидальной функции; в рассматриваемом примере угол равен $\omega t - \varphi$ (рис. 5-9, a). Нетрудно видеть, что мгновенное значение тока і равно величине проекции вектора тока \overline{I} на линию времени.

При необходимости одновременного представления мгновенных значений тока для трех фазных обмоток на диаграмме откладываются три вектора тока. Например, три фазных тока $i_a = I_m \cos(\omega t - \varphi), i_b = I_m \cos(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}), \quad i_c = I_m \cos(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3})$ определяются указан-



Рис. 5-10. Векторное представление м. д. с. трехфазной обмотки якоря: *а* — кривая распределения м. д. с. вдоль зазора машины; *б* — к определению м. д. с. с помощью вектора.

ным способом с помощью трех векторов, образующих симметричную звезду (рис. 5-9, *б*).

Однако можно определить мгновенные токи в трех фазных обмотках и иначе, а именно с помощью одного вектора \overline{I} и трех неподвижных осей *a*, *b*, *c*, сдвинутых относительно друг друга на 120° (рис. 5-9, *e*). Величина проекций вектора \overline{I} на оси *a*, *b*, *c* равна соответственно мгновенным значениям токов i_a , i_b , i_c (рис. 5-9, *e*).

Следует отметить, что с помощью одного вектора тока I и трех осей a, b, c можно удобно определить три тока i_a , i_b , i_c , как угодно изменяющихся во времени, лишь бы они удовлетворяли соотношению: $i_a + i_b + i_c = 0$. Это соотношение вытекает из самого существа рассматриваемого графического способа определения мгновенных значений фазных токов: сумма проекций вектора на три оси, сдвинутые относительно друг друга на 120° при любом положении вектора равна нулю.

Таким образом, представление мгновенных значений тока в трех фазных обмотках с помощью одного вектора и трех осей оказывается справедливым и в условиях переходных процессов. Однако при этом величина вектора и скорость передвижения его на диаграмме могут быть сложной функцией времени.

Подобное представление мгновенных значений с помощью вектора и трех осей относится не только к фазным токам, но и к фазным напряжениям и потокосцеплениям. Такие векторы на диаграммах называются и з о б р аж а ю щ и м и в е к т о р а м и. Если диаграмма строится на комплексной плоскости, то вместо изображающих векторов наносятся соответствующие комплексы тока, напряжения, потокосцепления.

В дальнейшем временные величины фазных обмоток (ток, напряжения, потокосцепления) будут представляться с помощью изображающих векторов и трех осей *a*, *b*, *c*.

При помощи векторов удобно определяются не только переменные, являющиеся функцией времени, но и некоторые величины, имеющие пространственное распределение, например м. д. с. или индукция поля в воздушном зазоре машины.

В гл. З было показано, что м. д. с. обмоток якоря и индукция поля в зазоре при исследовании основного электромагнитного процесса машины могут рассматриваться как гармонические функции координаты, ибо они имеют гармоническое распределение вдоль зазора.

Гармонически распределенная волна в пространстве может быть представлена на днаграмме вектором; модуль этого вектора равен амплитуде пространственной волны, а его положение определяется углом, на который сдвинута амплитуда волны относительно магнитной оси фазной обмотки машины. Например, амплитуда волны м. д. с. трехфазной обмотки якоря F_{a1} (§ 3-5) на основании (3-18) располагается в точке x_m зазора, отсчитываемой от магнитной оси фазы a и равной $x_m = \omega t - \pi/2$ (рис. 5-10, a). Эта волна м. д. с. может быть представлена вектором м. д. с. F_a , с модулем, равным F_{a1} и расположенным на диаграмме с нанесенными на ней осями a, b, c под углом $\omega t - \pi/2$ относительно оси a (рис. 5-10, b). Нетрудно видеть, что при ω = const и F_{a1} = const вектор м. д. с. якоря F_a имеет неизменный модуль и вращается относительно осей a, b, c с постоянной скоростью ω .

Векторная диаграмма рис. 5-10, б не только позволяет характеризовать положение волны м. д. с. якоря в пространстве для любого момента времени и ее амплитуду, но также определять значение м. д. с. в любой точке зазора. Величина м. д. с. в точке, расположенной, например, на магнитной оси фазы a, равна на диаграмме рис. 5-10, б проекции вектора \overline{F}_a на ось a.

Для определения м. д. с. в произвольной точке зазора x_0 на диаграмме следует провести вспомогательную ось, сдвинутую на угол x_0 относительно оси *a*, и спроектировать на нее вектор \overline{F}_a : величина этой проекции и даст значение м. д. с. якоря в точке x_0 (рис. 5-10, δ).

Аналогичным образом гармонически распределенную вдоль зазора индукцию поля можно характеризовать на векторной диаграмме вектором индукции B_{s} .

Следует иметь в виду, что пространственно распределенная величина может на диаграмме характеризоваться вектором не только в том случае, если она имеет гармоническую зависимость от координаты. Так, м. д. с. обмотки возбуждения, содержащая, кроме первой пространственной гармонической, еще и высшие, может быть представлена на диаграмме вектором $\overline{F}_{\rm B}$, модуль которого равен полной м. д. с. обмотки на полюсе $F_{\rm B}$.

Положение вектора $\overline{F}_{\rm B}$ определяется положением амплитуды первой гармонической м. д. с.: $\overline{F}_{\rm B}$ направлен по оси d мащины. Иными словами, на диаграмме модуль вектора, соответствующего первой гармонической некой величины, может быть при необходимости увеличен или уменьшен по сравнению с величиной амплитуды этой гармонической (см. § 23-3). Очевидно, что в этом случае величина переменной в некоторой точке x_0 уже не будет представляться проекцией вектора на соответствующую ось.

Отметим, что при построении диаграммы на комплексной плоскости вместо векторов м. д. с. и индукции откладываются комплексы этих величин.

154

§ 5-8. Некоторые свойства векторов на векторных диаграммах

Остановимся на некоторых свойствах, присущих векторам на векторных диаграммах. Векторы, изображающие временную гармоническую функцию и ее производную, сдвинуты на диаграмме относительно друг друга на 90°. Пусть, например, потокосцепление фазной обмотки от поля рассеяния равно $\Psi_s = \Psi_{sm}$ соз ωt , а э. д. с. в этой обмотке от поля рассеяния $e_s = -d\Psi_s/dt = \Psi_{sm} \omega \cos(\omega t - \pi/2)$. При векторном (или комплексном) представлении потокосцепления Ψ_s и э. д. с. e_s изображающий вектор потокосцепления $\overline{\Psi}_s$ должен быть повернут относительно оси а на угол, равный ωt , а изображающий вектор э. д. с. \overline{E}_s — на угол $\omega t - \pi/2$, т. е. вектор \overline{E}_s отстает от вектора $\overline{\Psi}_s$ на 90°.

Очевидно, что при гармоническом изменении во времени любого потокосцепления фазной обмотки э. д. с., индуктируемая им, изображается на диаграмме вектором, отстающим на 90° от вектора потокосцепления.

Изображающий вектор потокосцепления рассеяния обмотки якоря $\overline{\Psi}_s$ всегда совпадает с изображающим вектором тока якоря \overline{I} , так как величина потока рассеяния пропорциональна величине тока якоря.

Изображающие векторы м. д. с. F и индукции B_{δ} , обусловленной этой м. д. с., также всегда совпадают на диаграммах; это — следствие совпадения в пространстве волн м. д. с. и индукции поля, обусловленного ею (гл. 3).

Поскольку на векторных диаграммах могут откладываться как векторы, представляющие временные величины (ток, напряжение, потокосцепление), так и векторы, характеризующие величины пространственные (м. д. с., индукция в зазоре),

условимся считать оси a, b, c диаграммы общими для обоих видов векторов; это однозначно определяет взаимное положение ряда векторов на векторной диаграмме.

Так, вследствие того, что амплитуда м. д. с. трехфазной обмотки якоря совпадает с магнитной осью той фазы, где ток имеет амплитудное значение (§ 3-5), на векторной диаграмме изображающий вектор тока якоря \overline{I} всегда совпадает с вектором м. д. с.обмотки якоря \overline{F}_{a} .

Далее можно видеть, что всегда будут совпадать векторы индукции поля в зазоре B_{δ} и потокосцепления с обмоткой якоря Ψ , обусловленного этим полем: ведь потокосцепление с фазной обмоткой достигает максимума, когда ось поля (амплитуда на кривой индукции) совпадает с магнит ной осью этой обмотки.

На векторных диаграммах вращающихся машин переменного тока мгновенные значения токов, потокосцеплений, напряжений трехфазных обмоток статора определяются проекциями изображающих векторов на неподвижные оси a, b, c. Аналогичные значения для обмоток ротора представляются проекциями векторов на оси, вращающиеся со скоростью ротора (в частности, для синхронных машин таковыми являются оси d, q).

Если неподвижные оси *a*, *b*, *c*, на диаграммах не изображают, то предполагается, что ось *a* направлена вертикально. РАЗДЕЛ ВТОРОЙ

/

٠

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Электрическая энергия передается и распределяется на различных уровнях напряжения и поэтому многократно преобразуется. Установленная мощность преобразователей — силовых трансформаторов — примерно в четыре раза превышает мощность генераторов электрической энергии. Силовые трансформаторы, таким образом, являются важными элементами энергетических систем и сетей. Теории и некоторым эксплуатационным свойствам трансформаторов при работе в условиях еимметрии фазных электрических цепей посвящен второй раздел книги.

Известное представление об элементах конструкции и существующих типах трансформаторов можно составить по материалу гл. 6 (стр. 159). Уравнения и на их основе анализ условий работы отдельного двухобмоточного трансформатора составляют содержание гл. 7 (стр. 169). В этой главе показано, что рабочие свойства трансформатора могут быть оценены по данным режимов холостого хода и короткого замыкания и сам он, как элемент электрической сети, может быть замещен пассивным четырехполюсником. В гл. 8 (стр. 189) рассматриваются условия совместной (паралдельной) работы нескольких трансформаторов и формулируются требования, которым в этом случае они должны удовлетворять. Гл. 9 (стр. 200) посвящена краткому анализу высших гармонических в кривых тока и потока трансформатора, обусловленных нелинейностью его магнитной характеристики и имеющих в ряле случаев существенное вначение.

В энергетике достаточно широкое применение нашли трехобмоточные трансформаторы и автотрансформаторы, которые в определенных условиях являются наиболее экономичными преобразователями электрической энергии. В гл. 10 (стр. 210) и гл. 11 (стр. 220) описаны их особенности и рабочие свойства.

Эксплуатационные свойства трансформаторов рассмотрены лишь в двух аспектах: регулирования напряжения в электрических сетях (гл. 12, стр. 232) и обеспечения допустимого теплового режима трансформаторов (гл. 13, стр. 240). В заключающей этот раздел гл. 14 (стр. 250) дан краткий обзор тех специальных трансформаторов, которые играют важную роль в энергетике.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

§ 6-1. Основные определения и типы трансформаторов

Трансформатором называется электромагнитный annapam, предназначаемый для преобразования одной — первичной — системы переменного тока в другую — вторичную, отличающуюся от первичной своими характеристиками: в общем случае величиной тока и напряжения, частотой, числом фаз.

Трансформаторы нашли в настоящее время весьма широкое применение. В соответствии с назначением существуют различные типы трансформаторов:

1) силовые трансформаторы, преобразующие энергию более или менее значительной мощности (от 5—10 ква до 100—200 тыс. ква и более) с изменением, как правило, лишь величин тока и напряжения; силовые трансформаторы используются в энергетике при передаче и распределении электрической энергии, а также в многочисленных промышленных установках;

2) трансформаторы для преобразования числа фаз переменного тока;

3) трансформаторы для преобразования частоты, получения импульсных сигналов и для выполнения других задач в установках радио и проводной связи, автоматики и телемеханики; такие трансформаторы имеют обычно незначительную мощность (до долей вольт-ампера);

4) трансформаторы для выпрямительных установок, изменяющие величину напряжения, а иногда одновременно и число фаз;

5) измерительные трансформаторы, преобразующие практически либо ток (трансформаторы тока), либо напряжение (трансформаторы напряжения);

6) трансформаторы для получения весьма значительных величин тока (например, при питании дуговых электрических печей — печные трансформаторы) и напряжения (испытательные трансформаторы);

7) трансформаторы для плавного регулирования напряжения и некоторые другие.

Преобразование электрической энергии совершается в трансформаторе с помощью магнитного поля, связывающего электромагнитно две или несколько систем обмоток, насаженных на сердечник. Число отдельных фазных обмоток в каждой системе равно числу фаз переменного тока. По числу фазных обмоток различают о д н о-, т р е х- и м н о гоф а з н ы е трансформаторы; по числу систем фазных обмоток — двухобмоточ ные и многообмоточные трансформаторы.

Каждая из систем фазных обмоток характеризуется своим рабочим напряжением. Например, в двухобмоточном трансформаторе — это об мотки высшего (ВН) и низшего (НН) напряжений в трехобмоточном, кроме указанных обмоток, имеются обмотки среднего (СН) напряжения.

Системы фазных обмоток классифицируют еще в зависимости от на правления электрической энергии в трансформаторе: фазные обмотки получающие из сети электрическую энергию, называются первич ными, а обмотки, отдающие энергию, — вторичными. В трех обмоточном трансформаторе одна система обмоток может быть первичной тогда две другие — вторичными, или наоборот. В дальнейшем все величины (ток, напряжение, мощность и т. д.), относящиеся к первичным и вторич ным фазным обмоткам, будут называться соответственно первичными вторичными.

У силовых трансформаторов первичные и вторичные напряжения неодинаковы: если первичное напряжение больше вторичного, трансфор матор называют понижающим; если первичное напряжение меньше вторичного, — повышающим.

Сердечник с обмотками у трансформаторов значительной мощности для лучшего их охлаждения помещается в масляной среде. Подобный трансформатор называют масляным. Трансформаторы, не погру женные в жидкую среду, называются сухими.

Основной физический процесс одинаков у трансформаторов различных типов, хотя у каждого из них имеются свои характерные особенности Поэтому дальнейшее рассмотрение трансформаторов будет базироваться главным образом на одном типе, являющемся наиболее важным в области энергетики, — силовом масляном трансформаторе в однофазном и трех фазном исполнениях.

§ 6-2. Основные элементы конструкции трансформаторов

Силовой масляный трансформатор имеет выемную часть, пред ставляющую собой сердечник с расположенными на нем обмотками и бак, на котором размещены проходные изоляторы (вводы) и рас ширитель (рис. 6-1).

Сердечник является магнитопроводом трансформатора. Те его части которые охватываются обмотками, называются с т е р ж н я м и. Осталь ные участки сердечника, связывающие между собой стержни в замкнуты магнитопровод, называются я р м а м и (рис. 6-2).





1 — ныхлопная труба; 2 — маслорасширитель; 3 — маслоуказатель; 4 — подъемный крюк; 5 — трубчатый охладитель (радиатор); 6 — вентилятор; 7 — обмотки; 8 — скоба для подъема трансформатора домкратом; 9 — телекка; 10 — болт, прессующий нрма; 11 — ярмовая прессующий балка; 12 — кран для поисоединения фильтра и спуска масла; 13 — болты, прессующие стержень; 14 — отводы ВН; 16 — масляный бак; 16 — проушина для подъема выемной части: 17 — выводной изолятор ВН; 18 — отводы НН; 19 — выведной коллатор НН.



Рис. 6-2. Стержневые (a) и броневые (б) сердечники трехфазных трансформаторов *1* – стержень: 2 – ярмо: 3 – обмотки.

По конструкции сердечника трансформаторы делятся на два вида: с тержневые, у которых ярма не охватывают обмоток, и броневые, у которых ярма охватывают обмотки (рис. 6-2).

Наша электропромышленность в основном выпускает стержневые трансформаторы.

Сердечники набираются из листов специальной трансформаторной стали с повышенным содержанием кремния толщиной 0,35 или 0,5 мм В поперечном сечении стержни представляют собой либо квадрат, либо многоступенчатую фигуру, приближающуюся к окружности (в трансформаторах большой мощности) (рис. 6-3). Сечение ярем делают на 5—15% больше сечения стержней, чтобы уменьшить индукцию в этой части магнитопровода и тем самым уменьшить намагничивающий ток и потери в сердечнике трансформатора.

Аналогичное увеличение сечения стержней не рационально, так кан это приводит к увеличению длины витков обмоток, т.е. к увеличеник расхода меди.

Вторым элементом выемной части трансформатора являются обмотки. Виды обмоток, применяемых в трансформаторах, были рассмот рены в § 2-2. Отметим здесь, что важной составной частью конструкции обмоток является ее изоляция относительно сердечинка, бака и между обмотками высшего и низшего напряжения (главная изоляция обмоток трансформатора). Обычно (за исключением трансформаторов небольшой мощности с низкими напряжениями) обмотка низшего напряжения изолируется от стержня с помощью специального изоляционного цилиндра. Между ним и обмоткой оставляется канал, заполняемый в масляном трансформаторе маслом. Это улучшает охлаждение обмотки.



Линия полки прессующей конструкции

Рас. 6-3. Продольный (a) и поперечный (б) разрезы обмоток трансформатора мощностью 20 000 ква, напряжение 110/6,6 кв.

— обмотка ВН; 2 — обмотка НН; 3 — уравнительная прокладка; 4 — ярмовая изоляция; 5 — ольца из электрокартона; 6 — изоляционные прокладки; 7 — междуфазная изоляционная перегоодка; 8 — изоляционные цилиндры; 9 — угловые щайбы; 10 — прокладки из электрокартона; 11 — деревянный стержень; 12 — деревянная планка; 13 — экраны обмотки ВН.



Изоляция обмоток относительно ярем осуществляетс с помощью плоских картонных колец, а при напряж нии свыше 110 кв — с помощью специальных угловы шайб. Отмеченные выше элементы главной изоляци обмоток трансформатора можно видеть на рис. 6-3

высоковольтных трансформаторах важны конструктивным элементом являются в в о ды проходные изоляторы, которые позволяют вывест концы обмотки наружу трансформатора. Чаще всег они размешаются на крышке бака. Поскольку ввод должны надежно обеспечить изоляцию токоведущо го стержня относительно бака, то естественно, чт их конструкция тем сложнее, чем выше рабочее на пряжение обмоток.

На рис. 6-4 представлен ввод класса напряж ния 220 кв. имеющий масляное нацолнение.

На баке монтируется также вспомогательный ре зервуар, соединенный с баком и частично запол ненный маслом, — так называемый расшири тель. При изменении объема масла в трансфор маторе, вызванном изменением нагрузки трансфор матора и, следовательно, температуры масла, из меняется уровень масла в расширителе, которы имеет выход в окружающую среду. Поскольку объе расширителя невелик, с его помощью удается уменн шить поверхность соприкосновения масла с возду хом и тем самым ограничить ухудшение рабочи свойств масла за счет его окисления и увлажнения

§ 6-3. Схемы соединения обмоток и группы трансформаторов

В трехфазных трансформаторах наиболее распро страненными схемами соединения фазных обмото являются схемы звезды (У) и треугольника (Л)

1 — наконечник для присоединения к сети; 2 — расширитель: 3 пружина; 4 — сердечник ввода (маслопропитанная бумага); 5 — вер няя фарфоровая покрышка; 6 — устройство для присоединения измерителя напряжения; 7 натрубок; 8 — стальная втулка; 9 — нижняя фарфоровая покрышка; 10 — изолированный м

таллический экран; 11 — масло.

Рис. 6-4. Ввод класса напряжения 220 кв.

ГОСТ предусмотрены стандартные обозначения начал и концов фазных обмоток. В однофазных трансформаторах они обозначаются буквами А, Х у обмотки высшего напряжения; a, x - y обмотки низшего напряжения. В трехфазных трансформаторах начала и концы фазных обмоток высшего напряжения соответственно обозначают: A, B, C и X, Y, Z. Аналогичные обозначения для обмоток среднего напряжения: А_m, В_m, C_m и X_m, Y_m, Z_m , а для обмоток низшего напряжения: a, b, c и x, y, z. Зажим нейтральной точки при соединении обмоток в звезду обозначается знаком 0.



Рис. 6-5. Схема соединения обмоток трансформатора (a) и векторные диаграммы фазных (б) и линейных (в) напряжений.

Правильная маркировка начал и концов фазных обмоток позволяет получить при их соединении в звезду или треугольник симметричные системы линейных напряжений на первичной и вторичной сторонах трансформатора и определенную ориентацию этих систем напряжений относительно друг друга.

Пусть, например, фазные обмотки высшего напряжения соединены в звезду, а обмотки низшего напряжения — в треугольник, как это показано на рис. 6-5. На этом же рисунке приведены векторные диаграммы фазных и линейных напряжений. При нормальных обозначениях соответственные фазные напряжения обмоток высшего и низшего напряжений (например AX и ax) должны совпадать по фазе. Из диаграмм видно, что линейные напряжения между зажимами A, B, C на стороне высшего напряжения отстают от соответствующих линейных напряжений между зажимами a, b, c на стороне низшего напряжения на угол, равный 30°. В зависимости от схемы соединения начал и концов фазных обмоток при данной маркировке получаются различные углы сдвига между первичными и вторичными линейными напряжениями, но они кратны 30°, если используются только схемы звезды и треугольника.

По величине угла сдвига между первичным и вторичным линейными напряжениями трансформаторы классифицируются по группам; последние обозначаются условными номерами, которые определяют величину указанного угла. Номера групп установлены с помощью простого мнемонического правила. Поскольку углы сдвига могут быть только кратны 30°, то векторы линейных напряжений условно совмещают со стрелками часов: с минутной стрелкой — вектор линейного напряжения на стороне высшего напряжения, с часовой стрелкой — аналогичный вектор на стороне низшего напряжения. При этом первый вектор-стрелку всегда совмещают на циферблате с цифрой 12. Число часов, показанных на циферблате часовой стрелкой — вектором линейного напряжения на стороне низшего напряжения, и определяет номер группы трансформатора. Так, трансформатор со схемой соединений обмоток, приведенной на рис. 6-5, имеет 11-ю группу.

В соответствии с ГОСТ отечественные трехфазные двухобмоточные трансформаторы выполняются только в одном из трех вариантов схем соединения обмоток: Y/Y-12, $Y/\triangle-11$, $Y/\triangle-11$. Трехфазные трехобмоточные трансформаторы должны иметь либо схему соединения $Y/Y/\triangle-12$ —11, либо $Y/\triangle/\triangle/-11$ —11. Символ, стоящий над чертой, относится к обмотке высшего напряжения. Цифра обозначает группу трансформатора. Значок «•» говорит о том, что нейтральная точка обмоток выведена на крышку бака трансформатора.

§ 6-4. Номинальные величины

Ниже будет показано, что потери в трансформаторе, а следовательно, нагрев его обмоток и магнитопровода зависят от величины токов в обмотках и первичного напряжения и практически не зависят от коэффициента мощности нагрузки. Поэтому номинальная мощность трансформатора определяется в виде полной, а не активной мощности и измеряется в вольтамперах (sa), киловольт-амперах (ква) или мегавольт-амперах (Mea).

Если трехфазный трансформатор предназначен для длительной работы с первичным напряжением U_{1H} и током I_{1H} , то его номинальная мощность

$$S_{\rm H} = \sqrt{3} U_{\rm 1H} I_{\rm 1H},$$

где U_{1H} , I_{1H} — номинальные значения первичного линейного напряжения и первичного линейного тока.

Следует иметь в виду, что поскольку номинальная мощность трансформатора не зависит от коэффициента мощности нагрузки соз φ_2 , а вторичное напряжение определяется не только током нагрузки, но и значением соз φ_2 (§ 7-6), то в качестве номинального вторичного напряжения $U_{2\rm H}$ согласно *ГОСТ* принимается напряжение на зажимах вторичной обмотки при отсутствии нагрузки (режим холостого хода). Таким образом, фактическое вторичное напряжение при нагрузке трансформатора номинальным током будет несколько отличаться от напряжения, принятого в качестве номинального. Вторичным номинальным током считается ток, onpeделяемый из соотношения (ток и напряжение приняты линейными):

$$I_{2H} = \frac{S_{H}}{\sqrt{3} U_{2H}}.$$

§ 6-5. Система относительных единиц

Численные значения различных величин, характеризующих режим работы любой электрической машины и, в частности, трансформатора, зависят от выбора системы единиц измерения. В общепринятой практической системе единиц напряжение измеряется в вольтах, ток — в амперах, сопротивление — в омах и т. д. Все величины имеют физическую размерность.

Однако при определении численного значения некоторой величины можно выбрать в качестве единицы измерения определенное значение этой же величины. Например, напряжение какой-либо обмотки U можно измерять не в вольтах, а по отношению к номинальному напряжению этой обмотки $U_{\rm H}$. Обозначая напряжение в новой системе единиц через U, будем иметь: $U = U/U_{\rm H}$. Поскольку номинальное напряжение $U_{\rm H}$ имеет ту же размерность, что и напряжение U, то величина U безразмерна. Подобным же образом можно измерять и другие величины — токи, сопротивления и т. д.

Про такие величины говорят, что они измерены в системе относительных единиц, так как их численные значения безразмерны (напряжение в относительных единицах, ток в относительных единицах и т. д.), или просто называют их от н ос и тельны ми величинами (относительное напряжение, относительный ток и т. д.).

Расчеты режимов электрических машин, а также режимов энергетических систем, элементами которых являются электрические машины, удобно производить, используя относительные значения величин. Дело не только в облегчении самих вычислений, поскольку многие числа имеют порядок единицы (например, токи и напряжения в номинальном режиме), но и в возможности сопоставления результатов расчета для установок различной мощности, для которых относительные значения величин имеют одинаковый порядок, тогда как значения величин с физической размерностью могут быть весьма различными.

Для измерения в системе относительных единиц необходимо условиться о тех значениях величин, по отношению к которым производится измерение и которые носят название базисных величин. В качестве базисных величин тока и напряжения обмоток трансфор матора обычно принимаются амплитуды номинальных значений тока и напряжения этих обмоток. Например, относительные значения первичного напряжения и тока равны

$$U_1 = \frac{U_{1m}}{U_{1Hm}} = \frac{U_1}{U_{1H}}, \qquad I_1 = \frac{I_{1m}}{I_{1Hm}} = \frac{I_1}{I_{1H}},$$

где символы без значка *т* представляют действующие значения, а со знач ком *т* — амплитуды величин; значок «н» обозначает номинальную ве личину.

В дальнейшем все относительные величины будут обозначаться теми же символами, что и величины с физической размерностью, но набранными жирным шрифтом.

Величину базисного сопротивления обмотки удобно определить на основе ее уравнения напряжения. Так, если уравнение напряжения (5-42 должно содержать относительные значения всех величин, входящих в него то его необходимо разделить на номинальное напряжение цепи $U_{\rm H}$; тогда будем иметь:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E} - \dot{E}_s + \frac{\dot{I}r}{U_H} = -\dot{E} - \dot{E}_s + \dot{I}r,$$

где $\dot{I} = \dot{I}/I_{\rm H}$, следовательно,

$$\boldsymbol{r} = \frac{l_{\mathrm{B}}\boldsymbol{r}}{U_{\mathrm{H}}}.$$
 (6-1)

Таким образом, в качестве базисного сопротивления цепи z_{5} удобне выбрать сопротивление, равное отношению номинальных значений на пряжения и тока этой цепи: $z_{5} = U_{\rm H}/I_{\rm H}$.

Иногда относительные величины выражают в процентах от базисной для чего их умножают на 100.

О других базисных величинах (момента, мощности и т. д.) речь будеидти в соответствующих разделах книги.

УСТАНОВИВШИЙСЯ РЕЖИМ РАБОТЫ ДВУХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

§ 7-1. Уравнения трансформатора

Составим уравнения однофазного трансформатора; они будут также справедливы для каждой из фаз трехфазного трансформатора, поскольку фазные обмотки такого трансформатора практически симметричны. Некоторая несимметрия магнитопровода трехфазного трансформатора по отношению к фазным обмоткам сказывается лишь в отношении процессов, связанных с созданием магнитного поля в сердечнике. Эти явления имеют в большинстве случаев второстепенный характер и могут не учитываться в основных уравнениях трансформатора; они рассматриваются ниже, в гл. 10.

Предположим сперва, что потери в сердечнике трансформатора равны нулю и проницаемость стального сердечника постоянна.

Как показывают выражения потокосцеплений с обмотками трансформатора (3-64), (3-65), в обмотках индуктируются э. д. с. от поля взаимной индукции и от полей рассеяния. Поэтому для случая, когда напряжения и токи в трансформаторе являются гармоническими функциями времени, комплексные уравнения напряжения в соответствии с принятой формой их записи (§ 5-6) имеют вид:

$$\dot{U}_1 = -(\dot{E}_1 + \dot{E}_{s1}) + \dot{I}_1 r_1, \tag{7-1}$$

$$\dot{U}_2 = (\dot{E}_2 + \dot{E}_{s2}) - \dot{I}_2 r_2,$$
 (7-2)

где индексы 1 и 2 указывают на принадлежность к первичной и вторичной обмоткам; \dot{U}_1 — напряжение, приложенное к первичной обмотке; \dot{U}_2 — напряжение на зажимах вторичной обмотки; \dot{E}_1 , \dot{E}_2 — э. д. с., индуктируемые в обмотках полем взаимной индукции; \dot{E}_{s1} , \dot{E}_{s2} — э. д. с., индуктитируемые полями рассеяния; \dot{I}_1 , \dot{I}_2 — токи обмоток; r_1 , r_2 — активные сопротивления обмоток.

Поскольку комплексы э. д. с. отстают по фазе на 90° от комплексов потокосцеплений (§ 5-8), то, принимая во внимание (3-64), (3-65), будем иметь:

$$\dot{E}_1 = -j\dot{\Psi}\omega = -j\dot{I}_{\mu}x_m, \qquad \dot{E}_2 = -j\frac{\Psi}{k}\omega = -j\dot{I}_{\mu}\frac{x_m}{k}, \qquad (7-3)$$

$$\dot{E}_{s1} = -j\dot{\Psi}_{s1}\omega = -j\dot{I}_{1}x_{s1}, \quad \dot{E}_{s2} = -j\dot{\Psi}_{s2}\omega = -j\dot{I}_{2}x_{s2}, \quad (7-4)$$

• где потокосцепление с первичной обмоткой, обусловленное полем взаимной индукции, $\dot{\Psi} = M\dot{I}_{\mu}$; индуктивное сопротивление первичной обмотки, соответствующее потокосцеплению поля взаимной индукции $x_m = \omega M$; потокосцепления рассеяния обмоток $\dot{\Psi}_{s1} = L_{s1}\dot{I}_1$, $\dot{\Psi}_{s2} = L_{s2}\dot{I}_2$; индуктивные сопротивления рассеяния обмоток $x_{s1} = \omega L_{s2}$

тивные сопротивления рассеяния обмоток $x_{s1} = \omega L_{s1}$, $x_{s2} = \omega L_{s2}$. Действующие значения э. д. с. E_1 и E_2 могут вычисляться также по формулам (1-3), (1-4).

Подставляя в (7-1), (7-2), э. д. с., выраженные через токи, вводя обозначения сопротивлений обмоток $Z_1 = r_1 + jx_{s1}$, $Z_2 = r_2 + jx_{s2}$ и присоединяя к уравнениям напряжений уравнение м. д. с., определяющее намагничивающий ток через токи обмоток (3-60), записанное в комплексной форме, получим уравнения трансформатора в виде:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 = j \dot{I}_{\mu} x_m + \dot{I}_1 Z_1, \tag{7-5}$$

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2 = -j \dot{I}_\mu \frac{x_m}{k} - \dot{I}_2 Z_2, \qquad (7-6)$$

$$\dot{I}_{\mu} = \dot{I}_{1} + \frac{\dot{I}_{2}}{k}.$$
(7-7)

Для принятого в (7-3) соотношения между комплексами \dot{E}_1 и \dot{I}_a , при котором угол между ними составляет 90°, потери в стали $p_c = 0$. Действительно, пусть ток нагрузки трансформатора $I_2 = 0$ (режим холостого хода). Мощность P_{10} , потребляемая трансформатором в этом случае, с учетом (7-5) равна:

$$P_{10} = \operatorname{Re}\left(\dot{U}_{1}\ddot{I}_{1}\right) = p_{M1} = I_{1}^{2}r_{1},$$

так как в данном случае Re $(-\dot{E_1}\ddot{I_1}) = \text{Re}(-\dot{E_1}\ddot{I_\mu}) = 0$, а Re $(-\dot{E_{s1}}\ddot{I_1}) =$ = Re $(jx_{s1}\ddot{I_1}\dot{I_1}) = 0$ в любых условиях. В реальных условиях мощность $P_{10} = p_c + p_{M1}$. Учет потерь в сердечнике p_c можно произвести, если принять, что ток $\dot{I_\mu}$ имеет активную составляющую $\dot{I_{\mu a}}$ относительно напряжения $\dot{E_1}$ (рис. 7-1, *a*). При этом потери в стали оказываются равными

$$p_{\rm c} = {\rm Re}\left(-\dot{E}_1 \ddot{I}_{\mu}\right) = E_1 I_{\mu a}.$$
 (7-8)

Вместо соотношения (7-3) теперь будем иметь:

$$\dot{E}_1 = -j \dot{I}_{\mu_T} x_m, \tag{7-9}$$

где $\dot{I}_{\mu r}$ — реактивная (относительно напряжения — \dot{E}_1) составляющая намагничивающего тока.

На рис. 7-1, б изображена схема цепи, которая отражает соотношения между напряжением $-\dot{E_1}$ и токами $\dot{I}_{\mu a}$, $\dot{I}_{\mu r}$. Активное сопротивление r_m , введенное в цепь тока $I_{\mu a}$, определяет потери в стали трансформатора, так как $I_{\mu a}^z r_m = E_1^z / r_m = E_1 I_{\mu a} = p_c$. Нетрудно установить связь между комп-

Нетрудно установить связь между комплексом \dot{E}_1 и комплексом полного намагничивающего тока \dot{I}_{μ} . Складывая на схеме рис. 7-1, δ параллельно включенные сопротивления и обозначая получающееся сопротивление $Z_{\mu} = r_{\mu} + jx_{\mu}$, найдем:

$$r_{\mu} = r_m \frac{x_m^2}{r_m^2 + x_m^2}, \quad x_{\mu} = x_m \frac{r_m^2}{r_m^2 + x_m^2}.$$
 (7-10)

Очевидно,

$$-\dot{E}_1 = \dot{I}_{\mu} Z_{\mu}. \tag{7-11}$$

Потери в стали $p_{\rm c} = I_{\mu}^2 r_{\mu}$.

Таким образом, уравнения трансформатора (7-5)—(7-7) с учетом потерь в стали принимают вид:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 = \dot{I}_{\mu} Z_{\mu} + \dot{I}_1 Z_1, \qquad (7-12)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2 = -\dot{I}_\mu \frac{Z_\mu}{k} - \dot{I}_2 Z_2, \tag{7-13}$$

$$\dot{I}_{\mu} = \dot{I}_1 + \frac{\dot{I}_2}{k}.$$
 (7-14)

§ 7-2. Уравнения «приведенного» трансформатора

Уравнения (7-12)—(7-14) неудобны при исследовании рабочего процесса трансформатора: при коэффициентах трансформации k, значительно отличающихся от единицы, э. д. с. \dot{E}_1 и \dot{E}_2 на векторной диаграмме будут иметь несоразмерные величины. Кроме того, нельзя построить цепь без индуктивных связей, соответствующую уравнениям трансформатора (7-12)—(7-14). Поэтому последние целесообразно преобразовать.

Умножим уравнение (7-13) на k и обозначим:

$$\dot{U}_{2}k = \dot{U}_{2}', \quad \dot{E}_{2}k = \dot{E}_{2}', \quad \frac{I_{2}}{k} = \dot{I}_{2}', \quad Z_{2}k^{2} = (r_{2} + jx_{s2})k^{2} = (r_{2} + jx_{s2}) = Z_{2}'.$$
(7-15)

Вторичные величины, отмеченные сверху штрихом, называются приведенными вторичными величинами.



комплексами — \dot{E}_1 и \dot{I}_{μ} при наличии потерь в стали трансфор-

матора: *а* — векторная диаграмма; *б* — схема электрической цепи. Теперь система (7-12)-(7-14) принимает вид:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 = \dot{I}_\mu Z_\mu + \dot{I}_1 Z_1, \qquad (7-16)$$

$$\dot{U}'_{2} = \dot{E}'_{2} - \dot{I}'_{2}Z'_{2} = -\dot{I}_{\mu}Z_{\mu} - \dot{I}'_{2}Z'_{2},$$
 (7-17)

$$\dot{I}_{\mu} = \dot{I}_{1} + \dot{I}_{2}^{\prime}.$$
 (7-18)

Эти уравнения, содержащие приведенные величины, определяют процессы в так называемом «приведенном» трансформаторе, у которого k = 1 ($w_1 = w_2$). После расчета процесса в «приведенном» трансформаторе по уравнениям (7-16)—(7-18) вторичный ток и напряжение реального трансформатора могут быть определены из соотношений (7-15).

§ 7-3. Схема замещения трансформатора

По уравнениям (7-16)—(7-18) может быть построена электрическая цепь — четырехполюсник, на внешних зажимах которого действуют фазные напряжения обмоток «приведенного» трансформатора \dot{U}_1 , \dot{U}'_2 и который состоит из активных и индуктивных сопротивлений (без элементов взаимной индукции).

На рис. 7-2, а показана часть схемы четырехполюсника, определяемая уравнениями (7-16) и (7-18). На основании уравнения (7-17) к ней должна быть присоединена ветвь с током I'_2 , содержащая сопротивление Z'_2 , и полная схема четырехполюсника получается в виде, изображенном на рис. 7-2, б; это так называемая с х е м а з а м е щ е н и я «приведенного» трансформатора.

В отличие от реального трансформатора, в котором обмотки имеют индукционную связь, схема замещения имеет только электрические связи. Тем не менее, построенная по уравнениям трансформатора, она дает правильные соотношения между токами и напряжениями трансформатора.



Рис. 7-2. Схема замещения трансформатора: *а* — элемент схемы; *б* — полная схема.

Схема замещения позволяет наглядно видеть связь между отдельными величинами, определяющими рабочий процесс трансформатора. Будучи собранной из сопротивлений Z_1 , Z'_2 , Z_{μ} , схема замещения может быть использована в качестве элемента, представляющего трансформатор, в расчетных моделях электрических систем.

§ 7-4. Режим холостого хода трансформатора

Предположим, что первичная обмотка трансформатора включена на сеть с напряжением U_1 , но ток во вторичной обмотке $I_2 = 0$. Этот режим работы трансформатора при отсутствии нагрузки называется режимом холостого хода.

Режим холостого хода описывается уравнениями (7-16)—(7-18), в которых нужно положить $I'_2 = 0$:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_{\mu}Z_1,$$
 (7-19)

$$\dot{U}_{2}' = \dot{E}_{2}'$$
 (7-20)

Ток первичной обмотки в рассматриваемом режиме представляет намагничивающий ток трансформатора.

На рис. 7-3 приведена векторная диаграмма трансформатора для режима холостого хода, построенная по уравнениям (7-19), (7-20). На этой и последующих векторных диаграммах модули отдельных векторов в сравнении с другими ради наглядности преувеличены.

Для экспериментального определения ряда параметров производится опыт холостого хода трансформатора. Схема включения обмоток трансформатора в этом опыте представлена на рис. 7-4. Для различных значений напряжения, подводимого к

первичной обмотке U_1 , обычно лежащих в пределах (0,4—1,3) от номинального $U_{1_{\rm H}}$, измеряют мощность, потребляемую трансформатором P_{10} , ток I_n и напряжения на зажимах обмоток U_1 и U_2 .

Опыт холостого хода позволяет экспериментальным путем определить ряд важных данных трансформатора: коэффициент трансформации, величину намагничивающего тока и потерь в стали, параметры части схемы замещения трансформатора. Ниже приводятся соотношения для однофазного трансформатора. Они справедливы и для трехфазного трансформатора, если считать напряжения фазными, а мощности — приходящимися на одну фазу.

а) КОЭФФИЦИЕНТ ТРАНСФОРМАЦИИ

Коэффициент трансформации равен

$$k = w_1/w_2 = E_1/E_2.$$



Рис. 7-3. Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе.



Рис. 7-4. Схема включения обмоток трансформатора в опыте холостого хода: *a* — однофазный трансформатор; *б* — трехфазный трансформатор.

Поскольку в силовом трансформаторе $|\dot{I}_{\mu}Z_1| \ll E_1$, то по уравнению (7-19) $U_1 \approx E_1$. Кроме того, из (7-20): $U_2' = E_2'$, следовательно, $U_2 = E_2$.

Таким образом, величина k определяется по опытным данным в виде:

$$k \approx \frac{U_1}{U_2}.$$

б) НАМАГНИЧИВАЮЩИЙ ТОК

Намагничивающий ток I_{μ} непосредственно измеряется в опыте. В трехфазном трансформаторе измеряются три фазных намагничивающих тока $I_{\mu A}$, $I_{\mu B}$, $I_{\mu C}$, которые неодинаковы из-за несимметрии сердечника трансформатора относительно фазных обмоток. В качестве намагничивающего тока трехфазного трансформатора принимают среднее значение трех фазных токов, и в относительных единицах он получается в виде:

$$\frac{I_{\mu A}+I_{\mu B}+I_{\mu C}}{3I_{1\mathrm{H}}},$$

Зависимость $U_1 \approx E_1$ от реактивной составляющей тока $I_{\mu\tau}$ имеет вид магнитной характеристики трансформатора (§ 3-13), так как э. д. с. E_1 пропорциональна потоку в сердечнике. В значительном диапазоне величин напряжения U_1 активная составляющая намагничивающего тока $I_{\mu a}$ достаточно мала в сравнении с $I_{\mu\tau}$ ($I_{\mu a}/I_{\mu\tau} \leq 0.1 \div 0.15$), поэтому зависимость $U_1 = f(I_{\mu})$ в значительной части сохраняет характер магнитной характеристики трансформатора. Намагничивающий ток $I_{\mu H}$ при номинальном напряжении $U_{1\mu}$ составляет всего (2,5 ÷ 8)% от тока $I_{1\mu}$ (мень-

шее значение относится к трансформаторам большой мощности). Такое малое процентное значение тока I_и объясняется тем, что трубки поля взаимной индукции обмоток проходят по замкнутому сердечнику, т. е. в среде со значительной проницаемостью, и требуется относительно небольшая м. д. с. для создания поля.

в) ПОТЕРИ ХОЛОСТОГО ХОДА

Мощность P_{10} , измеряемая в опыте холостого хода, равна $P_{10} = p_c + p_{M1}$. Поскольку I_{μ} составляет лишь несколько процентов от I_{1H} и $p_{M1} = I_{\mu}^2 r_1$, то в опыте холостого хода $p_c \gg p_{M1}$ и $P_{10} \approx p_c$. Таким образом, в опыте практически измеряются потери в стали трансформатора.

Известно, что потери в стали сердечника при заданной частоте можно. принять пропорциональными квадрату индукции в сердечнике В. Последней пропорционален поток в сердечнике и, следовательно, э. д. с. Е.; но $U_1 \approx E_1$, поэтому $p_c \sim U_1^2$.

Потери в стали при номинальном напряжении трансформатора p_{с.н} составляют в силовых трансформаторах (0,15 ÷ 0,6)% от номинальной мощности S_н (меньшее значение относится к трансформаторам большой мощности).

г) ПАРАМЕТРЫ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ $x_{_{\rm III}}$ и $r_{_{\rm III}}$

По измеренным величинам P_{10} , I_{μ} , U_1 на основании (7-19) можно вычислить параметры:

$$\frac{U_1}{I_{\mu}} = |Z_{\mu} + Z_1| \approx z_{\mu} = \sqrt{x_{\mu}^2 + r_{\mu}^2}, \qquad (7-21)$$

так как

$$\begin{aligned} |-\dot{E}_{1}| &= |\dot{I}_{\mu}Z_{\mu}| \gg |\dot{I}_{\mu}Z_{1}|; \\ \frac{P_{10}}{I_{\mu}^{2}} &= r_{\mu} + r_{1} \approx r_{\mu}, \end{aligned}$$
(7-22)

так как $p_c = I^{\circ}_{\mu} r_{\mu} \gg I^{\circ}_{\mu} r_1$. По величине z_{μ} из (7-21) и r_{μ} из (7-22), находим:

$$x_{\mu} = \sqrt{z_{\mu}^2 - r_{\mu}^2}.$$
 (7-23)

Параметры x_{μ} , r_{μ} связаны с индуктивным сопротивлением первичной обмотки x_m и сопротивлением r_m соотношениями (7-40). Отношение $(x_m/r_m)^2$ весьма мало, так как из схемы рис. 7-1, $\delta x_m/r_m = I_{\mu a}/I_{\mu r}$, а на значительном диапазоне величин напряжения $U_1: I_{\mu a}/I_{\mu r} \leq 0,1 \div 0,15$. Поэтому в (7-40): $x_{\mu} \approx x_m$, $r_{\mu} \approx x_m^2/r_m$. Поскольку $p_c = E_1^2/r_m \sim B^2$, а $E_1 \sim B$, то $r_m = \text{const.}$ Параметр x_m меняется при изменении э. д. с. E_1 : с увеличением E_1 (увеличением B) магнитопровод насыщается и сопротивление



Рис. 7-5. Характеристики холостого хода трансформатора в относительных единицах (номинальная мощность — сотни киловольт-ампер).

 x_m уменьшается. При изменении $U_1 \approx E_1$ в небольших пределах можно считать $x_m = \text{const.}$ Активное сопротивление r_{μ} изменяется так же, как x_m^2 .

По данным опыта холостого хода строятся характеристики холостого хода трансформатора, представляющие зависимости P_{10} , I_{μ} , соз φ_{10} , x_{μ} , r_{μ} от напряжения U_1 . На рис. 7-5 приведены указанные зависимости для трансформаторов мощностью примерно от 100 до нескольких сотен киловольт-ампер.

§ 7-5. Режим короткого замыкания трансформатора

Режимом короткого замыкания называют режим при замкнутых накоротко зажимах вторичной обмотки трансформатора,

когда $U_2 = 0$. В условиях эксплуатации этот режим является аварийным и представляет для трансформатора большую опасность, так как при номинальном (или близком к нему) первичном напряжении токи трансформатора получаются весьма большими. Процессы, возникающие при таком «эксплуатационном» коротком замыкании, рассматриваются в § 41-3. Однако режим короткого замыкания при пониженных значениях напряжения U_1 может быть использован для экспериментального определения ряда важных данных трансформатора. С этой целью и выполняют опыт короткого замыкания.

Установившийся режим короткого замыкания трансформатора описывается уравнениями (7-16)—(7-18), в которых нужно положить $U_2 = 0$:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 = \dot{I}_\mu Z_\mu + \dot{I}_1 Z_1, \qquad (7-24)$$

$$0 = \vec{E}_2 - \vec{I}_2 Z_2 = -\vec{I}_\mu Z_\mu - \vec{I}_2 Z_2, \qquad (7-25)$$

$$\dot{I}_{\mu} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2.$$
 (7-26)

Схема замещения трансформатора при коротком замыкании принимает вид, представленный на рис. 7-6. В силовых трансформаторах сопроти-
вление Z_{μ} в сотни раз превышает сопротивление Z'_2 . Поэтому с достаточной точностью схема рис. 7-6, *а* может быть заменена приближенной схемой рис. 7-6, *б*. Из последней схемы следует, что при коротком замыкании токи обмоток практически связаны соотношением

$$\dot{I}_1 \approx -\dot{I}'_2$$
. (7-27)

С учетом соотношения (7-27) по уравнениям (7-24), (7-25) на рис. 7-7 построена векторная диаграмма трансформатора при коротком замыкании. Угол φ_{32} сдвига тока \dot{I}'_2 относительно э. д. с. \dot{E}'_2 определяется на основе (7-25) из соотношения: tg $\varphi_{32} =$ $= x'_{32}/r'_2 = x_{32}/r_3$

Схема замещения на рис. 7-6, 6 и векторная диаграмма на рис. 7-7 показывают, что э. д. с. E_1 при коротком замыкании значительно отличается от напряжения U_1 . Если принять, что $Z_1 = Z'_2$ (что примерно соответствует соотношениям в силовых трансформаторах), то $E_1 = 0,5 U_1$ Поэтому при сниженных по сравнению с номинальным напряжениях U_1 э. д. с. E_1 , а вместе с ней поток и индукция в сердечнике трансформатора значительно меньше своих номинальных значений.

Опыт короткого замыкания трансформатора, схема которого представлена на рис. 7-8, производится лишь для нескольких значений подводимого напряжения U₁ с таким расчетом, чтобы токи в обмотках не превышали более чем на 10-20% номинальные величины. По измеренным в опыте значениям подводимой к трансформатору мощности $P_{1\kappa}$, напряжения U_1 и тока I_1 определяют ряд данных трансформатора. Ниже приводятся соотношения для однофазных трансформаторов. Они справедливы и для трехфазных трансформаторов, если считать



Рис. 7-6. Схема замещения трансформатора при коротком замыкании: *а* — точная схема;

б — упрощенная схема.







Рис. 7-8. Схема включения обмоток трансформатора в опыте короткого замыкания: *а* — однофазный трансформатор; *б* — трехфазный трансформатор.

в качестве тока и напряжения средние значения фазных токов и напряжений, а под мощностью понимать мощность, приходящуюся на одну фазу.

а) СОПРОТИВЛЕНИЯ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

В соответствии со схемой замещения рис. 7-6, б:

$$\frac{U_1}{I_1} \approx |Z_1 + Z_2'|, \quad \frac{P_{1\mathrm{R}}}{I_1^2} \approx r_1 + r_2'.$$

Сопротивления $Z_{\kappa} = Z_1 + Z'_2$, $r_{\kappa} = r_1 + r'_2$ и $x_{\kappa} = x_{s1} + x'_{s2} = \sqrt{z_{\kappa}^2 - r_{\mu}^2}$ называются полным, активным и индуктивным сопротивлениями короткого замыкания.

Величина активных сопротивлений обмоток r_1 , r'_2 , как известно, зависит от температуры обмоток ϑ_{o6} . При достаточной быстроте проведения опыта короткого замыкания температура обмоток практически неизменная и равна температуре окружающей среды ϑ_0 . Поскольку сопротивления короткого замыкания используются при расчетах нагрузочных режимов трансформатора, когда температура обмоток ϑ_{o6} значительно превышает температуру ϑ_0 , необходимо сопротивления r_{κ} и z_{κ} привести к температуре ϑ_{o6} . В качестве некоторой средней рабочей температуры обмоток принимается $\vartheta_{o6} = 75^\circ$. Приведенные к этой температуре параметры короткого замыкания $z_{\kappa75}$, $r_{\kappa75}$ вычисляются по параметрам z_{κ} , x_{κ} , r_{κ} , определенным из опыта в виде:

$$r_{
m K\,75} = r_{
m K} \frac{310}{235 + v_0}^{*}, \quad z_{
m K\,75} = \sqrt{x_{
m K}^2 + r_{
m K\,75}^2}.$$

* Формула справедлива для обмоток, выполненных из меди.

178

6) НАПРЯЖЕНИЕ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Зависимость $I_1 = f(U_1)$ при коротком замыкании представляет прямую, так как параметры $x_{\rm K}$, $r_{\rm K}$ постоянны. Напряжение U_1 , соответствующее номинальному току $I_{1\rm H}$ (при температуре обмоток $\vartheta_{0\bar{0}} = 75^\circ$), называется н а пряжением короткого замыкания и имеет специальное обозначение $U_{\rm K}$. Обычно это напряжение выражается в относительных единицах или в процентах от номинального напряжения и обозначается $u_{\rm K}$: $u_{\rm K} = U_{\rm K}/U_{1\rm H}$. Величина $u_{\rm R}$ для силовых трансформаторов лежит в пределах 0,055-0,15



Рис. 7-9. Упрощенная векторная диаграмма трансформатора при коротком замыкании.

(5,5—15%), причем меньшее значение u_{κ} у трансформаторов небольшой мощности.

Из рис. 7-6, б следует, что

$$\dot{U}_{\rm K} = \dot{I}_{1\rm H} Z_{\rm K75} = \dot{I}_{1\rm H} (r_{\rm K75} + jx_{\rm K}) = \dot{U}_{\rm Ka} + \dot{U}_{\rm Kr}, \qquad (7-28)$$

где $\dot{U}_{\rm ка} = \dot{I}_{1\rm H} r_{\rm K75}$, $\dot{U}_{\rm Kr} = j \dot{I}_{1\rm H} x_{\rm K}$ называются соответственно активной и реактивной составляющими напряжения короткого замыкания. Они, как и напряжение $U_{\rm K}$, обычно выражаются в относительных единицах:

$$u_{\rm Ka} = \frac{U_{\rm Ka}}{U_{\rm 1H}} = \frac{I_{\rm 1H}r_{\rm K75}}{U_{\rm 1H}}, \quad u_{\rm Kr} = \frac{U_{\rm Kr}}{U_{\rm 1H}} = \frac{I_{\rm 1H}r_{\rm K}}{U_{\rm 1H}}.$$

Векторы $\dot{U}_{\rm K}$, $\dot{U}_{\rm Ka}$, $\dot{U}_{\rm Kr}$ образуют на векторной диаграмме так называемый треугольник короткого замыкания (рис. 7-9). Соотношение между величинами $u_{\rm Kr}$ и $u_{\rm Ka}$ зависит от мощности трансформатора: $u_{\rm Kr}/u_{\rm Ka} = x_{\rm K}/r_{\rm K75}$ изменяется в пределах от 1,5 до 15 (большее значение у трансформаторов большой мощности).

в) ПОТЕРИ В ТРАНСФОРМАТОРЕ ПРИ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ

Э. д. с. E_1 составляет при коротком замыкании примерно $0.5U_1 \approx \approx (3 \div 7)\%$ от $U_{1\mathrm{H}}$. Поэтому потери в стали трансформатора $p_c \sim E_1^2$ в опыте короткого замыкания имеют ничтожную величину. Таким образом, мощность, потребляемая трансформатором в этом режиме $P_{1\mathrm{K}}$, равна потерям в его обмотках:

$$P_{_{1\mathrm{K}}} \approx p_{_{\mathrm{M}1}} + p_{_{\mathrm{M}2}} = I_1^{_{\mathrm{I}}}r_1 + I_2^{'^2}r_2^{'} = I_1^{_{\mathrm{I}}}r_{_{\mathrm{K}}},$$
так как $I_1 \approx I_2^{'}$.

Мощность $P_{1_{\rm K}}$, называемая потерями короткого замыкания, приводится к температуре 75°, так же как и активное сопротивление $r_{\rm K}$. Потери короткого замыкания при номинальном токе $p_{\rm K,H} = I_{1\,{\rm H}}^2 r_{\rm K75}$ обычно в три-четыре раза превышают потери в стали при холостом ходе и номинальном напряжении $p_{\rm c,H}$.

По данным опыта строятся характеристики короткого замыкания $P_{1\kappa}$, I_1 , $\cos \varphi_{\kappa}$ в функции U_1 .

В дальнейшем индекс 75 у сопротивлений короткого замыкания. показывающий на приведение параметра к температуре 75°, будет опускаться.

§ 7-6. Режим нагрузки трансформатора

а) ОБЩИЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ, ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ, ПРИБЛИЖЕННАЯ СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ

Если на зажимах вторичной обмотки трансформатора, работающего в режиме холостого хода (§ 7-4), включить нагрузку, характеризуемую сопротивлением $z_{\rm Hr}$, то во вторичной обмотке трансформатора появится ток I_2 . Режим нагрузки трансформатора определяется уравнениями (7-16)—(7-18), к которым нужно добавить уравнение напряжения внешней цепи нагрузки, включаемой на зажимы вторичной обмотки трансформатора:

$$\dot{U}_{2}' = \dot{I}_{2}' Z_{\rm HF}',$$
 (7-29)

где $Z'_{\rm Hr} = Z_{\rm Hr} k^2$ — приведенное сопротивление нагрузки, вычисляемое по 7-15.

При переходе от режима холостого хода к режиму нагрузки намагничивающий ток I_{μ} изменяется мало. В самом деле, величина магнитного потока в сердечнике, а следовательно, и связанная с ним величина тока I_{μ} (связь практически выражается магнитной характеристикой трансформатора) зависят от величины э. д. с. E_1 . Изменение же э. д. с. E_1 , вызванное нагрузкой трансформатора, при постоянстве напряжения U_1 весьма мало. Действительно, даже при $I_1 = I_{1\rm H}$ величина $/\dot{I}_{1\rm H}Z_1/$ составляет, как указывалось в § 7-5, всего 3-7% от $U_{1\rm H}$.

Принимая в первом приближении ток I_{μ} постоянным, можно установить и характер изменения первичного тока I_1 при появлении тока нагрузки трансформатора I_2 . Как видно из (7-18), в токе $\dot{I_1} = \dot{I_{\mu}} - \dot{I_2}$ появляется составляющая, равная и противоположная приведенному току нагрузки I'_2 , нейтрализующая воздействие тока I'_2 на магнитный поток в сердечнике трансформатора.



Рис. 7-10. Векторные диаграммы трансформатора: *а* — активно-индуктивная нагрузка; *б* — активно-емкостная нагрузка.

На рис. 7-10 приведены векторные диаграммы трансформатора для двух случаев: активно-индуктивной и активно-емкостной нагрузок. Диаграммы построены для заданных значений U_1 , I_1 , соз φ_1 , при этом для обоих случаев приняты одинаковыми U_1 и I_1 . Поскольку на диаграмме считаются известными комплексы \dot{U}_1 и \dot{I}_1 , то построение произведено по



Рис. 7-11. Приближенная схема замещения трансформатора. уравнениям (7-16), (7-18), записанным в форме:

и по уравнению напряжения вторичной обмотк (7-17).

трансформатора. Режим нагрузки может быть полностью рас считан по уравнениям (7-16)—(7-18), (7-29). П этим уравнениям для заданных значений U_1 и $Z_{\rm Hr}$ определяются ток и вторичное напряжение трансформатора. Однако в основу расчета на грузочного режима трансформатора могут быть положены прибли женные уравнения. Выше отмечалось, что намагничивающий ток и незначительно меняется при изменении нагрузки и составляет всег несколько процентов от номинального тока $I_{1\rm H}$. Поэтому в большом дия пазоне значений нагрузочного тока I_2 (за исключением режимов, весьм близких к режиму холостого хода) можно производить расчет режима пренебрегая током I_{μ} . Полагая $I_{\mu} = 0$, из (7-18) получим:

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}_2.$$
 (7-3)

Вместо уравнений (7-16), (7-17) теперь будем иметь:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 = -\dot{U}_2 + \dot{I}_1 (Z_1 + Z_2) = -\dot{U}_2' + \dot{I}_1 Z_{\rm R}.$$
(7-3)



Рис. 7-12. Векторные диаграммы для приближенной схемы замещения трансформа тора: *а* — активно-индуктивная нагрузка; *б* — активно-емкостная нагрузка.

Из уравнения (7-31) следует, что при пренебрежении намагничивающим током I_{μ} трансформатор может быть замещен сопротивлением короткого замыкания Z_{κ} .

Приближенная схема замещения трансформатора, соответствующая уравнению (7-31), приведена на рис. 7-11.

Приближенные векторные диаграммы, построенные по (7-30), (7-31) для тех же нагрузочных режимов, которые были ранее представлены точными диаграммами рис. 7-10, показаны на рис. 7-12. Приближенные диаграммы дают ясное представление о характере изменения э. д. с. и напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора при изменении нагрузки.

На 'рис. 7-13 приведена диаграмма, построенная для следующих условий работы трансформатора: $U_1 = \text{const}, I_1 = I'_2 = \text{const},$ $\varphi_2 = \text{var. B}$ рассматриваемом случае вектор $I_1 Z_{\kappa}$ будет на диаграмме вращаться относительно конца вектора \dot{U}_1 , описывая своим другим концом окружность. По этой же окружности будет передвигаться конец вектора $-\dot{U}'_2$. Аналогично определяется окруж-



Рис. 7-13. Диаграмма нагрузочного режима трансформатора при $U_1 = \text{const}; I_1 =$ $= I'_2 = \text{const}; \varphi_2 = \text{var.}$ 1, 2 — геометрические места концов векторов — U'_2 , E_1 .

ность радиуса $|\dot{I}_1Z_1|$, которая является геометрическим местом концов вектора — \dot{E}_1 . На рис. 7-13 показаны положения вектора — \dot{U}_2 , соответствующие значениям угла φ_2 , равным + $\pi/2$ (индуктивная нагрузка), — $\pi/2$ (емкостная нагрузка) и $\varphi_2 = \varphi_{\kappa}$; в последнем случае напряжение U_2' имеет наименьшее значение.

6) ИЗМЕНЕНИЕ ВТОРИЧНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ НАГРУЗКЕ ТРАНСФОРМАТОРА

Определим изменение напряжения ΔU_2 на зажимах вторичной обмотки трансформатора при переходе от режима холостого хода с номинальным напряжением к режиму нагрузки. Оно обычно выражается в относительных единицах или в процентах от номинального напряжения. Поскольку в качестве номинального напряжения вторичной обмотки принимается напряжение в режиме холостого хода U_{20} , будем иметь:

$$\Delta U_2 = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} = \frac{U_{20}' - U_2'}{U_{20}'} \approx \left(1 - \frac{U_2'}{U_{1\rm H}}\right).$$



Рис. 7-14. Диаграмма для определения изменения вторичного напряжения трансформатора.

Рис. 7-15. Зависимость изменения вторичного наиряжения трансформатора от угла φ_2 ($u_{Kr}/u_{Ka} = 2$, $\varphi_k = 64^\circ$).

Для получения аналитического выражения величины ΔU_2 используем диаграмму напряжений рис. 7-12, *a*, отложив на ней все напряжения, представленные в долях номинального напряжения U_{1H} :

$$\frac{U_{1}}{U_{1\mathrm{H}}}, \quad \frac{U_{2}'}{U_{1\mathrm{H}}}, \quad \frac{I_{1}x_{\mathrm{K}}}{U_{1\mathrm{H}}} = k_{\mathrm{H}\Gamma} \frac{I_{1\mathrm{H}}x_{\mathrm{K}}}{U_{1\mathrm{H}}} = k_{\mathrm{H}\Gamma} u_{\mathrm{K}r},$$
$$\frac{I_{1}r_{\mathrm{K}}}{U_{1\mathrm{H}}} = k_{\mathrm{H}\Gamma} \frac{I_{\mathrm{H}}r_{\mathrm{K}}}{U_{1\mathrm{H}}} = k_{\mathrm{H}\Gamma} u_{\mathrm{K}a}, \quad \frac{I_{1}z_{\mathrm{K}}}{U_{1\mathrm{H}}} = k_{\mathrm{H}\Gamma} u_{\mathrm{K}},$$

где коэффициент нагрузки

$$k_{\rm HF} = \frac{I_1}{I_{1\rm H}} = \frac{I_2'}{I_{2\rm H}'} = \frac{I_2}{I_{2\rm H}}$$

Примем $U_1 = U_{1H}$; тогда диаграмма рис. 7-12, а становится такой как она изображена на рис. 7-14. Как следует из этого рисунка,

$$\frac{U'_{2}}{U_{1\mathrm{H}}} = \sqrt{1 - [k_{\mathrm{Hr}}u_{\mathrm{K}}\sin(\varphi_{\mathrm{K}} - \varphi_{2})]^{2}} - k_{\mathrm{Hr}}u_{\mathrm{K}}\cos(\varphi_{\mathrm{K}} - \varphi_{2}) \approx \\ \approx 1 - k_{\mathrm{Hr}}u_{\mathrm{K}}\cos(\varphi_{\mathrm{K}} - \varphi_{2}) - \frac{1}{2} [k_{\mathrm{Hr}}u_{\mathrm{K}}\sin(\varphi_{\mathrm{K}} - \varphi_{2})]^{2}$$

так как $(k_{\rm HF} u_{\rm K})^2 \ll 1.$

Подставляя найденное значение U'_2/U_{1H} в общее выражение для ΔU_2 , найдем:

$$\Delta U_{2} = k_{\rm HF} u_{\rm R} \cos(\varphi_{\rm R} - \varphi_{2}) + \frac{1}{2} [k_{\rm HF} u_{\rm R} \sin(\varphi_{\rm R} - \varphi_{2})]^{2} = k_{\rm HF} [u_{\rm RR} \cos\varphi_{2} + u_{\rm RF} \sin\varphi_{2}] + \frac{k_{\rm HF}^{2}}{2} [u_{\rm RF} \cos\varphi_{2} - u_{\rm RR} \sin\varphi_{2}]^{2}.$$
(7-32)

Практически достаточно определять ΔU_2 по первому члену в (7-32).

Зависимость $\Delta U_2 = f(\varphi_2)$ при постоянстве тока нагрузки ($k_{\rm Hr} = {\rm const}$) приведена на рис. 7-15. При углах $\varphi_2 = \pm \pi/2$ значение $\Delta U_2 \approx \pm k_{\rm Hr} u_{\rm Kr}$; при $\varphi_2 = \varphi_{\rm H}$ значение $\Delta U_2 = k_{\rm Hr} u_{\rm K}$, т. е. максимально. Это следует из (7-32), а также из диаграммы на рис. 7-13. При изменении тока нагрузки и постоянстве угла φ_2 величина ΔU_2 возрастает практически пропорционально $k_{\rm Hr}$.

Отметим, что величина ΔU_2 в (7-32) вычисляется по параметрам, которые могут быть экспериментально определены из опыта короткого замыкания.

Изменение э. д. с. E_1 в широком диапазоне значений угла φ_2 и тока нагрузки примерно в два раза меньше, чем изменение U_2 .

в) КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

Для характеристики режима нагрузки трансформатора важное значение имеет его к. п. д. η, равный отношению отдаваемой (полезной) мощности P₂ к потребляемой P₁:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{mU_2 l_2 \cos \varphi_2}{mU_1 l_1 \cos \varphi_1},$$
(7-33)

где *т* — число фаз трансформатора.

Вычислять к. п. д. по выражению (7-33) неудобно, так как величины мощностей P_2 и P_1 мало отличаются друг от друга.

Все потери в трансформаторе обозначим *p*; тогда к. п. д. можно представить в виде:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + p} = \left[1 - \frac{p}{P_2 + p}\right]. \tag{7-34}$$

Потери при работе трансформатора возникают в его обмотках, сердечнике, изоляции и в некоторых конструктивных частях (детали, скрепляющие сердечник, бак). Все потери можно разделить на три категории: потери, зависящие от тока обмоток, индукции сердечника и от напряжения обмоток.

Потери, зависящие от тока обмоток, выделяются главным образом в обмотках и частично в тех конструктивных деталях, которые находятся в поле рассеяния. Этот последний вид потерь обуслов лен вихревыми токами, индуктированными полями рассеяния обмоток трансформатора. Величина этих потерь в первом приближении пропор циональна квадрату потоков рассеяния и, следовательно, квадрату токов обмоток трансформатора.

Таким образом, потери, зависящие от тока обмоток, определяются в виде:

$$p_{\rm M1} = mI_1^2 r_1, \quad p_{\rm M2} = mI_2^2 r_2 = mI_2^{\prime 2} r_2^{\prime}. \tag{7-35}$$

Будем для краткости называть потери $p_{\rm M} = p_{\rm M1} + p_{\rm M2}$ потерями в обмотках.

Потери, зависящие от индукции поля в сердечнике, представляют собой потери на вихревые токи и на перемагничивание той ферромагнитной среды, в которой существует рассматривае мое поле. Эти потери выделяются в основном в сердечнике трансформатора При практически встречающихся значениях индукции поля *В* выделяемые в единице веса сердечника потери (удельные потери) на вихревые токи *p*_{с.в} и на перемагничивание *p*_{с.п} определяются в виде:

$$p_{\rm c,B} = c_{\rm B} B^2 f^2, \tag{7-36}$$

$$p_{\rm c.n} = c_{\rm n} B^2 f,$$
 (7-37)

где f — частота изменения поля; $c_{\rm B}$, $c_{\rm u}$ — постоянные, зависящие от физических свойств материала и толщины листов сердечника, а также от технологии его изготовления.

Потери, зависящие от индукции поля в сердечнике, равны

$$p_{\rm c} = (p_{\rm c.B} + p_{\rm c.II}) G_{\rm c}, \qquad (7-38)$$

где G_c — вес сердечника. Здесь предполагается, что в формулы (7-36) — (7-38) входит индукция в стержнях. При различных сечениях стержней и ярем индукции в них хотя и различны, но взаимосвязаны. Поэтому потери в сердечнике и в данном случае пропорциональны квадрату индукции в стержнях.

Таким образом, при постоянной частоте f потери p_c пропорциональны квадрату индукции поля в сердечнике или квадрату э. д. с.: E_1 :

$$p_{\rm c} \sim B^2 \sim E_1^2.$$
 (7-39)

Третий вид потерь, зависящих от напряжения обмоток, — это д иэлектрические потери, выделяемые в изоляции трансформатора. Диэлектрические потери пропорциональны квадрату напряжения и практически пропорциональны E_1^2 . Поскольку они имеют одинаковый с потерями p_c закон изменения и экспериментально определяются совместно с последними, будем считать, что они учитываются в потерях p_c . Итак, полные потери в трансформаторе

$$p = p_{\rm M} + p_{\rm c} = p_{\rm M1} + p_{\rm M2} + p_{\rm c}. \tag{7-40}$$

При практическом определении потерь и к. п. д. трансформатора ГОСТ екомендует в целях упрощения пренебрегать намагничивающим током рансформатора, а также изменением э. д. с. E_1 и вторичного напряжения юд нагрузкой. При таких допущениях не совсем точно определяются для аданного тока нагрузки I_2 потери в первичной обмотке $p_{\rm M1}$, потери в серцечнике $p_{\rm c}$ и полезная мощность P_2 , пропорциональные соответственно ' i_1^2 , E_1^2 и U_2 . Однако погрешность при таком приближенном определении ютерь и к. п. д. достаточно мала.

Потери в обмотках $p_{\rm M}$ при $I_{\rm m} = 0$ ($I_1 = I_2$) согласно (7-35) равны:

$$p_{\rm M} = p_{\rm M1} + p_{\rm M2} = mI_1^2 (r_1 + r_2') = mk_{\rm H\Gamma}^2 I_{\rm 1H}^2 r_{\rm K} = k_{\rm H\Gamma}^2 p_{\rm K.H},$$

уде р_{к.н} — потери короткого замыкания при номинальном токе, опредеияемые в опыте короткого замыкания.

Потери в сердечнике p_c , соответствующие э. д. с. E_1 в трансформаторе без нагрузки, представляют собой потери, определяемые в режиме холостого хода. Поскольку к. п. д. определяется для номинального первичного напряжения, то для этого напряжения и берутся из опыта холостого хода готери в сердечнике $p_{c.н.}$

Полные потери p при сделанных допущениях согласно (7-40) равны $o = k_{\rm HF}^{2} p_{\rm K,H} + p_{\rm c,H}$.

При $\Delta U_2 = 0$ отдаваемая трансформатором мощность

$$P_{2} = mU_{20}I_{2}\cos\varphi_{2} = mU_{2H}I_{2H}k_{HF}\cos\varphi_{2} = S_{H}k_{HF}\cos\varphi_{2},$$

где S_н и U_{2н} — номинальные значения мощности и вторичного напряжения грансформатора.

Подставляя в (7-34) найденные значения P₂ и p, получим к. п. д. в виде:

$$\eta = \left(1 - \frac{k_{\rm HF}^2 p_{\rm K,\rm H} + p_{\rm c,\rm H}}{S_{\rm H} k_{\rm HF} \cos \varphi_2 + k_{\rm HF}^2 p_{\rm K,\rm H} + p_{\rm c,\rm H}}\right).$$
(7-41)

Как видно из (7-41), к. п. д. при заданной нагрузке вычисляется с помощью данных, которые могут быть экспериментально определены в опытах холостого хода и короткого замыкания.

Найдем значение коэффициента нагрузки $k_{\rm Hr}$, при котором к. п. д. имеет максимальное значение. Беря производную в (7-41) по $k_{\rm Hr}$ и приравнивая ее нулю, найдем из получающегося уравнения $d\eta/dk_{\rm Hr} = 0$ искомый коэффициент нагрузки:

$$k_{\rm Hr} = \sqrt{\frac{p_{\rm C,H}}{p_{\rm K,H}}}.$$
(7-42)



Рис. 7-16. Зависимость к. п. д. трансформатора от коэффициента нагрузки ($p_{\text{с.H}}/p_{\text{к.H}}=0.35$; $p_{\text{с.H}}/S_{\text{H}}=0.003$).

Из соотношения (7-42) следует, чт $k_{\rm Hr}^{2} p_{{\rm K},{\rm H}} = p_{{\rm C},{\rm H}}$ и, следовательно,

> к.п.д. имеет максимальное значение при такой нагрузке, при которой потери в обмотках (переменные потери, зависящие от тока) становятся равными потерям в сердечнике (постоянным потерям).

Поскольку силовым трансформаторам работающим в условиях изменяющейся на грузки, значительное время приходится ра

ботать при нагрузках, меньших номинальной $(k_{\rm Hr} < 1,0)$, то экономиче ски целесообразно иметь максимальный к. п. д. трансформаторов при $k_{\rm Hr} < 1,0$. Для этого, как следует из (7-42), трансформаторы должны быть спроектированы так, чтобы их потери удовлетворяли соотношению $p_{\rm c.H} < p_{\rm K.H}$. Обычно $p_{\rm c.H}/p_{\rm K.H} \approx 0.25 \div 0.35$ и максимум к. п. д. транс форматора получается при $k_{\rm Hr} \approx 0.5 \div 0.6$.

Характер изменения к. п. д. при изменении нагрузки можно видети из рис. 7-16, на котором приведена зависимость $\eta = f(k_{\rm Hr})$.

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ДВУХОБМОТОЧНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

§ 8-1. Общие соображения

По условиям обеспечения надежности энергоснабжения, в силу необходимости расширения подстанций, а также в связи со специальными требованиями очень часто приходится включать трансформаторы параллельно друг другу. Кроме того, при таком включении обеспечивается возможность работы с максимальным к. п. д., так как при значительном уменьшении нагрузки часть трансформаторов может быть отключена, а оставшиеся трансформаторы будут нагружены наиболее рационально и работать при высоком значении к. п. д.

На рис. 8-1 приведена схема включения обмоток двух параллельно работающих трансформаторов.

При параллельном включении трансформаторов встает вопрос о распределении нагрузки между отдельными трансформаторами. Если все параллельно работающие трансформаторы совершенно одинаковы, то, очевидно, нагрузка между ними будет распределяться равномерно. Однако часто, по мере подключения новых трансформаторов, параллельно включенными оказываются трансформаторы с различной номинальной мощностью и несколько отличающимися параметрами. Имея в виду эти случаи, необходимо исследовать характер распределения нагрузки между нараллельно работающими трансфор-

маторами и сформулировать условия, при которых параллельная работа практически возможна.

§ 8-2. Наилучшие условия параллельной работы трансформаторов

Пусть параллельно включены n трехфазных трансформаторов, имеющих различные номинальные мощности $S_{\rm HI}$, $S_{\rm H11},...,S_{\rm Hn}$. На рис. 8-2, a представлена однолинейная схема включения трехфазных трансформаторов, относящаяся к любой из фаз трехфазной схемы.



Рис. 8-1. Схема параллельного включения трехфазных трансформаторов.

Параллельную работу трансформаторов считают идеальной, если удается осуществить режим максимальной нагрузки, полная мощность которой $S_{\rm макс}$ равна сумме номинальных мощностей трансформаторов:

$$S_{\text{MARC}} = S_{\text{HI}} + S_{\text{HII}} + \ldots + S_{\text{Hn}}.$$
 (8-1)

Это соответствует полному использованию установленных трансформаторов. Соотношение (8-1) может быть выполнено при следующих условиях:

1. Ток нагрузки I (рис. 8-2, a) должен представлять арифметическую сумму вторичных токов трансформаторов I_{21} $I_{211},...,$ I_{2n} . Иными словами, все вторичные токи трансформаторов должны совпадать по фазе. Это непосредственно следует из выражения (8-1).

2. При увеличении нагрузки каждый трансформатор должен нагружаться пропорционально его номинальной мощности. В противном случае один из трансформаторов может нести номинальную нагрузку, в то время



Рис. 8-2. К расчету распределения нагрузок между *n* параллельно включенными трансформаторами: *a* — схема включения трансформаторов; *б* схема замешения.

как остальные будут нагружены меньше их номинальной мощности.

3. При отсутствии нагрузки (I = 0) вторичные токи трансформаторов также должны быть равны нулю. Если в режиме холостого хода между трансформаторами будут циркулировать токи, т. е. трансформаторы будут нагружены даже при отсутствии внешней нагрузки, то максимальная мощность $S_{\text{макс}}$ будет меньше установленной мощности трансформаторов.

Для выполнения третьего условия достаточно, чтобы вторичные линейные напряжения трансформаторов, включаемых параллельно, были одинаковой величины и совпадали по фазе. А это, в свою очередь, будет иметь место, если трансформаторы обладают одинаковыми коэффициентами трансформации и принадлежат к одной и той же группе. Первые два условия требуют дополнительного анализа.

Воспользуемся однолинейной схемой включения трехфазных трансформаторов (рис. 8-2, *a*). Пренебрегая намагничивающими токами трансформаторов, можно прийти к схеме рис. 8-2, б, так как в этих условиях каждый трансформатор замещается сопротивлением короткого замыкания. На этой схеме $Z_{\kappa l}$, $Z_{B I I}$,..., $Z_{\kappa n}$ обозначают сопротивления короткого замыкания трансформаторов.

В соответствии со схемой рис. 8-2, б будем иметь:

$$\dot{I}_{21}' Z_{\kappa I} = \dot{I}_{211}' Z_{\kappa n} = \dots = \dot{I}_{2n}' Z_{\kappa n}.$$
 (8-2)

Пусть коэффициенты трансформации всех трансформаторов одинаковы и равны k. Умножая уравнение (8-2) на k, получим:

$$\dot{I}_{2I}Z_{\kappa I} = \dot{I}_{2II}Z_{\kappa II} = \dots = \dot{I}_{2n}Z_{\kappa n}.$$
(8-3)

Из уравнения (8-3) определим отношение вторичных токов второго и первого трансформаторов, обозначив его ξ₂:

$$\xi_{2} = \frac{\dot{I}_{2II}}{\dot{I}_{2I}} = \frac{Z_{\kappa I}}{Z_{\kappa II}} = \frac{z_{\kappa I} \varepsilon^{j\psi_{\kappa II}}}{z_{\kappa II} \varepsilon^{j\phi_{\kappa II}}},$$
(8-4)

где $\phi_{\kappa 1}$, $\phi_{\kappa 11}$ — углы в треугольниках короткого замыкания первого и второго трансформаторов. Введем в это отношение напряжения короткого замыкания трансформаторов. По определению напряжения короткого замыкания

$$u_{\mathrm{FI}} = \frac{I_{\mathrm{HI}} z_{\mathrm{FI}}}{U_{\mathrm{H}}},$$

откуда

$$z_{\rm KI} = \frac{u_{\rm KI}U_{\rm H}}{I_{\rm HI}}.$$

Аналогичные выражения могут быть написаны и для других трансформаторов. Подставляя в (8-4) развернутые выражения сопротивлений короткого замыкания, получим:

$$\xi_{2} = \frac{I_{2II}}{I_{2I}} = \frac{u_{\kappa I}}{u_{\kappa II}} \cdot \frac{U_{\rm H}I_{\rm HII}}{U_{\rm H}I_{\rm HI}} \, \epsilon^{j \, (\varphi_{\rm KI} - \varphi_{\rm KII})} = \frac{u_{\rm KI}}{u_{\kappa II}} \frac{S_{\rm HII}}{S_{\rm HI}} \, \epsilon^{j \, (\varphi_{\rm KI} - \varphi_{\rm KII})}. \tag{8-5}$$

Отношение вторичного тока любого другого трансформатора (например, *n*-го) к вторичному току первого трансформатора имеет вид, подобный (8-5):

$$\xi_{n} = \frac{I_{2n}}{I_{2l}} = \frac{Z_{Kl}}{Z_{Kn}} = \frac{u_{Kl}}{u_{Kn}} \cdot \frac{S_{Hn}}{S_{Hl}} \varepsilon^{j (\varphi_{Kl} - \varphi_{Kn})}, \qquad (8-6)$$

где ф_{кл} представляет угол в треугольнике короткого замыкания *n*-го трансформатора. Отметим, что отношение модулей токов в (8-5), (8-6) не зависит от раз ности углов $\varphi_{\kappa I} - \varphi_{\kappa n}$. Умножая модули токов в (8-5) на напряжение вто ричных шин U_2 , получим отношение полных мощностей нагрузки транс форматоров:

$$\frac{S_{\rm II}}{S_{\rm I}} = \frac{u_{\rm KI}}{u_{\rm RII}} \cdot \frac{S_{\rm HII}}{S_{\rm HI}}.$$
(8-7)

Выразим полную мощность каждого трансформатора S₁, S₁₁, ..., S в долях его номинальной мощности и назовем такую мощность о т н о с и тельной.

Обозначая относительные мощности трансформаторов $S_1, S_{11}, ..., S_n$ будем иметь:

$$S_{\rm I} = \frac{S_{\rm I}}{S_{\rm HI}}, \quad S_{\rm II} = \frac{S_{\rm II}}{S_{\rm HII}}, \ldots, \quad S_n = \frac{S_n}{S_{\rm Hn}}.$$

Тогда из выражения (8-7) следует, что

$$\frac{S_{\text{II}}}{S_{\text{I}}} = \frac{u_{\text{RI}}}{u_{\text{RII}}}.$$

Аналогично для *n*-го трансформатора

$$\frac{S_n}{S_{\rm I}} = \frac{u_{\rm RI}}{u_{\rm Rn}}.$$

Таким образом, относительные мощности нагрузки трансформаторов относятся обратно пропорционально напряжениям короткого замыкания.

$$S_{\mathrm{I}}:S_{\mathrm{II}}:\ldots:S_{n}=\frac{1}{u_{\mathrm{KI}}}:\frac{1}{u_{\mathrm{KII}}}:\ldots:\frac{1}{u_{\mathrm{KN}}}.$$

Следовательно, относительные мощности трансформаторов будут равны друг другу только в случае, если их напряжения короткого замыкания одинаковы. При различных напряжениях короткого замыкания относительно сильнее нагружаются трансформаторы, имеющие меньшее значение $u_{\rm x}$.

Возвращаясь теперь ко второму условию идеальной параллельной работы трансформаторов, можно видеть, что оно равнозначно требованию равенства относительных мощностей трансформаторов и, следовательно, выполняется, если напряжения короткого замыкания всех трансформаторов одинаковы.

Согласно первому условию идеальной параллельной работы трансформаторов, вторичные токи всех трансформаторов должны совпадать по фазе. Как показывают выражения (8-5), (8-6), для этого достаточно равенства углов φ_{κ} всех трансформаторов между собой. Итак, требования, которым должны удовлетворять трансформаторы для того, чтобы их параллельная работа протекала в идеальных условиях, сводятся к следующему:

1) трансформаторы должны принадлежать к одинаковой группе;

2) трансформаторы должны обладать одинаковыми коэффициентами трансформации;

3) напряжения короткого замыкания и их составляющие должны быть одинаковыми у всех трансформаторов.

Выясним, в какой степени ухудшается использование трансформаторов при несоблюдении условий идеальной параллельной работы.

§ 8-3. Параллельная работа трансформаторов с неодинаковыми напряжениями короткого замыкания

Будем считать, что трансформаторы имеют одинаковые группы и равные коэффициенты трансформации. Будем также сперва предполагать, что отношения реактивных и активных составляющих напряжений короткого замыкания во всех трансформаторах одинаковы, т. е. что $\varphi_{\text{KI}} = \varphi_{\text{KII}} \doteq$ $= \dots = \varphi_{\text{KN}}$.

В соответствии со схемой рис. 8-2, а ток нагрузки

$$\dot{I} = \dot{I}_{21} + \dot{I}_{211} + \dots + \dot{I}_{2n} = \dot{I}_{21} \left(\frac{\dot{I}_{21}}{\dot{I}_{21}} + \frac{\dot{I}_{211}}{\dot{I}_{21}} + \dots + \frac{\dot{I}_{2n}}{\dot{I}_{21}} \right) = \dot{I}_{21} \sum_{i=1}^{n} \xi_i.$$

При равенстве углов φ_к коэффициенты ξ_i становятся вещественными и reометрическая сумма токов трансформаторов переходит в арифметичеэкую:

$$I = I_{2I} + I_{2II} + \ldots + I_{2n} = I_{2I} \sum_{i=1}^{n} \xi_i.$$
(8-8)

Из уравнения (8-8) и выражений коэффициентов ξ_i можно определить гоки отдельных трансформаторов через ток нагрузки *I* в виде:

$$I_{2I} = \frac{I}{\sum_{i=1}^{n} \xi_{i}}, \quad I_{2II} = I_{2I}\xi_{2} = \frac{I\xi_{2}}{\sum_{i=1}^{n} \xi_{i}}, \quad \dots, \quad I_{2n} = I_{2I}\xi_{n} = \frac{I\xi_{n}}{\sum_{i=1}^{n} \xi_{i}},$$

сде $\xi_1 = 1; \xi_2, \xi_n$ вычисляются по выражениям вида (8-5), (8-6), в которых нужно положить $\varphi_{\kappa I} = \varphi_{\kappa II} = \ldots = \varphi_{\kappa n}$.

Умножив полученные соотношения для токов на напряжение вторичны шин, получим аналогичные соотношения для полных мощностей:

$$S_{I} = \frac{S}{\sum_{i=1}^{n} \xi_{i}}, \quad S_{II} = \frac{S\xi_{2}}{\sum_{i=1}^{n} \xi_{i}}, \quad \dots, \quad S_{n} = \frac{S\xi_{n}}{\sum_{i=1}^{n} \xi_{i}}.$$
(8-8)

Рассмотрим конкретный пример. Допустим, что цараллельно работают три транс форматора со следующими данными: $S_{\rm HI} = 3200~\kappa sa;~u_{\rm RI} = 7,0\%;~S_{\rm HII} = 5600~\kappa sa$ $u_{\rm KII} = 7,5\%;~S_{\rm HIII} = 15~000~\kappa sa;~u_{\rm KIII} = 8,0\%$. Трансформаторы имеют одинаковы коэффициенты трансформации и равные углы $\varphi_{\rm K}$.

Среднее значение напряжения короткого замыкания трансформаторов равн 7,5%, а наибольшее отклонение от среднего значения составляет $\frac{0,5}{7,5} \cdot 100 = 6,7\%$. По скольку относительно сильнее нагружается трансформатор с наименьшим значение $u_{\rm K}$, то при номинальной нагрузке первого трансформатор с наименьшим значение ные трансформаторы будут недогружены. Определим, чему будут равны их мощности при условии, что $S_I = 1,0$, т. е. при максимально возможной нагрузке первого трансформатора. Вычислим ξ_i по (8-5), (8-6):

$$\xi_2 = \frac{7.0}{7.5} \cdot \frac{5600}{3200} = 1,63; \quad \xi_3 = \frac{7.0}{8,0} \cdot \frac{15\ 000}{3200} = 4,1.$$

Далее находим: $\sum_{i=1}^{3} \xi_i = 6,73.$

Полная мощность всей нагрузки S при условии номинальной нагрузки первого трансформатора равна в соответствии с (8-9):

$$S = 3200 \cdot 6,73 = 21500 \ \kappa ea.$$

При этом полные мощности нагрузки остальных трансформаторов, вычисляемы по (8-9), равны

$$S_{II} = \frac{21\ 500\ \cdot\ 1,63}{6,73} = 5210\ \kappa sa, \text{ a } S_{II} = \frac{5210}{5600} = 0.93;$$
$$S_{III} = \frac{21\ 500\ \cdot\ 4,1}{6,73} = 13\ 100\ \kappa sa, \text{ a } S_{III} = \frac{13\ 100}{15\ 000} = 0.874.$$

Таким образом, в рассмотренном примере установленная мощность всех трансфор маторов равна 23 800 ква, а максимально возможная мощность нагрузки равна тольк 21 500 ква, т. е. установленная мощность трансформаторов используется н $\frac{21500}{23800} \cdot 100 = 90,5\%$.

Нетрудно видеть, что если параллельно работают трансформаторь с различными напряжениями короткого замыкания, то наилучшее исполь зование трансформаторов будет в том случае, когда наименьшее напряже ние $u_{\rm R}$ будет у наиболее мощного трансформатора. В этом случае при но минальной нагрузке наиболее мощного трансформатора недогруженными окажутся трансформаторы меньшей мощности. ГОСТ требует, чтобы при параллельной работе трансформаторов напряжения короткого замыкания отличались не более чем на 10% от их среднеарифметического значения.

До сих пор предполагалось, что углы $\phi_{\rm k}$ у всех трансформаторов одинаковы. При наличии разных углов $\phi_{\rm k}$ комплексы вторичных токов сдвинуты относительно друг друга по фазе, как это следует из полученных ранее выражений для ξ_i (8-5), (8-6). Это приводит к дальнейшему ухудшению использования установленной мощности трансформаторов, так как при заданных по величине вторичных токах их геометрическая сумма всегда меньше суммы арифметической. Практически, однако, при встречающихся обычно разностях углов $\phi_{\rm kI} - \phi_{\rm ki}$ геометрическая сумма токов трансформаторов близка к арифметической сумме, следовательно, влияние указанного фактора на условия параллельной работы трансформаторов невелико.

§ 8-4. Параллельная работа трансформаторов с неодинаковыми коэффициентами трансформации

Рассмотрим этот случай на примере двух параллельно работающих трансформаторов, имеющих одинаковую группу. Предположим, что углы φ_{κ} у трансформаторов одинаковы: $\varphi_{\kappa_1} = \varphi_{\kappa_{11}} = \varphi_{\kappa}$. Сперва допустим, что внешняя нагрузка отсутствует (I = 0).

На рис. 8-3, а представлена однолинейная схема включения трансформаторов. Вторичная обмотка трансформатора II еще не включена. Коэффициенты трансформации трансформаторов неодинаковы, поэтому э. д. с. вторичных обмоток также неодинаковы, и на зажимах выключателя Bсуществует напряжение, равное $\Delta U = E_{201} - E_{2011}$. После включения вторичной обмотки второго трансформатора по замкнутому контуру, образованному обмотками обоих трансформаторов, под действием напряжения ΔU потечет ток \dot{I}_y и на вторичных шинах установится напряжение \dot{U}_{20} (рис. 8-3, 6).

Ток I_y называют у р а в н и т е л ь н ы м. Поскольку определяются ток и напряжение на вторичной стороне трансформатора, запишем его уравнения с приведением всех величин к вторичной обмотке. Первичные величины, приведенные к вторичной стороне трансформатора, будем снабжать дополнительно двумя штрихами сверху.

В приведенном трансформаторе э. д. с. обмоток, индуктируемые потоком сердечника, равны, т. е. $E'_1 = E_2$, а уравнение м. д. с. при $I_{\mu} = 0$ принимает вид: $I'_1 + I_2 = 0$.

Таким образом, для приведения уравнений трансформатора к вторичной обмотке нужно в исходной системе (7-12)—(7-14) первое уравнение



Рис. 8-3. Схема параллельной работы двух трансформаторов с различными коэффициентами трансформации: а до параллельного включения; 6 — после параллельного включения.

разделить на k, а третье — умножить на k. В результате при $I_{\mu} = 0$ получим:

$$\dot{U}_{1}'' = -\dot{E}_{1}'' + \dot{I}_{1}'' Z_{1}'', \qquad (8-10)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2,$$
 (8-11)

$$0 = \dot{I}_1'' + \dot{I}_2, \qquad (8-12)$$

где

$$\dot{U}_1'' = \frac{\dot{U}_1}{k}, \quad \dot{E}_1'' = \frac{E_1}{k}, \quad \dot{I}_1'' = \dot{I}_1 k, \quad Z_1'' = \frac{Z_1}{k^2}.$$

Уравнения (8-10), (8-11) заменяются одним:

$$\dot{U}_{2} = -\dot{U}_{1}^{''} - \dot{I}_{2}(Z_{2} + Z_{1}^{''}) = -\dot{U}_{1}^{''} - \dot{I}_{2}Z_{\mathrm{K}}^{''}, \quad (8-13)$$

где сопротивление $Z_2 + Z'_1$ представляет собой сопротивление короткого замыкания трансформатора Z'_{κ} , измеренное на зажимах вторичной обмотки при короткозамкнутой первичной обмотке $(U'_1) = 0$. Это сопротивление связано с сопротивлением короткого замыкания Z_{κ} , измеренным на зажимах первичной обмотки, простым соотношением:

$$Z_{\kappa}'' = Z_{2} + \frac{Z_{1}}{k^{2}} = \frac{1}{k^{2}} (Z_{1} + Z_{2}') = \frac{Z_{\kappa}}{k^{2}}.$$

Отметим, что напряжения короткого замыкания, определяемые по сопротивлениям короткого замыкания, измеренным с первичной и вторичной

сторон трансформатора, одинаковы, если они отнесены к номинальным напряжениям соответствующей стороны трансформатора:

$$u_{\rm K} = \frac{I_{1\rm H}Z_{\rm K}}{U_{1\rm H}} = \frac{I_{2\rm H}Z_{\rm K}''}{U_{2\rm H}},$$

$$I_{1H}k = I_{2H}$$
 is $U_{1H} = kU_{2H}$.

Обозначим э. д. с., индуктируемые в обмотках приведенного трансформатора, при отсутствии тока I_2 (при $I_{\mu} = 0$ и $I_{1}' = 0$): $E_{10}' = E_{20}$ тогда из (8-10) при постоянстве первичного напряжения $\dot{U}_{1}' = -\dot{E}_{10} = -\dot{E}_{20}$, и уравнение (8-13) получим в виде:

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_{20} - \dot{I}_2 Z_{\rm K}''. \tag{8-14}$$

так как

Применяя уравнение (8-14) для каждого из параллельно включенных трансформаторов при отсутствии внешней нагрузки (рис. 8-3, δ) и считая положительным уравнительный ток \vec{I}_{y} , совпадающий с вторичным током первого трансформатора \vec{I}_{201} , будем иметь:

$$\dot{U}_{20} = \dot{E}_{20I} - \dot{I}_{20I} Z_{\kappa I}'' = \dot{E}_{20I} - \dot{I}_{y} Z_{\kappa I}'', \qquad (8-15)$$

$$U_{20} = E_{20II} - I_{20II} Z''_{KII} = E_{20II} + I_y Z''_{KII}.$$
(8-16)

Вычитая из (8-15) уравнение (8-16), получаем:

$$\dot{E}_{20I} - \dot{E}_{20II} - \dot{I}_{y} \left(Z_{\kappa I}'' + Z_{\kappa II}'' \right) = 0.$$
 (8-17)

Поскольку трансформаторы имеют одинаковые группы, то э. д. с. \vec{E}_{201} и \vec{E}_{2011} совпадают по фазе и уравнительный ток определяется из (8-17) в виде:

$$\dot{I}_{y} = \frac{\Delta U}{z_{\kappa I}^{''} \varepsilon^{j\varphi_{\kappa I}} + z_{\kappa II}^{''} \varepsilon^{j\varphi_{\kappa II}}} = \frac{E_{20I} - E_{20II}}{z_{\kappa I}^{''} + z_{\kappa II}^{''}} \varepsilon^{-i\varphi_{\kappa}}.$$
(8-18)

Выразим сопротивления $Z'_{\kappa l}$ и $Z'_{\kappa l l}$ через напряжения короткого замыкания, для чего воспользуемся выражением напряжения u_{κ} , определяемого вторичными величинами трансформатора:

$$u_{\rm K} = \frac{I_{2\rm H} z_{\rm K}^{\prime\prime}}{U_{2\rm H}}.$$
 (8-19)

Подставляя в (8-18) сопротивления короткого замыкания из (8-19) и напряжение $E_{20I} - E_{20II} = U_{1H} \begin{pmatrix} 1 \\ k_1 \\ - \\ - \\ k_{II} \end{pmatrix}$, получаем действующее значение уравнительного тока в виде:

$$I_{y} = \frac{U_{1H}(k_{II} - k_{I})}{k_{I}k_{II}\left[\frac{u_{KI}U_{2HI}}{I_{2HI}} + \frac{u_{KII}U_{2HII}}{I_{2HII}}\right]} = \frac{U_{1H}(k_{II} - k_{I})}{k_{I}k_{II}\frac{u_{KI}U_{2HI}}{I_{2HI}}\left[1 + \frac{u_{KII}}{u_{KI}} \cdot \frac{U_{2HII}}{U_{2HI}} \cdot \frac{I_{2HI}}{I_{2HII}}\right]}.$$
 (8-20)
Имея в виду, что

$$k_{1}U_{2H1} = U_{1H}, \quad \frac{U_{2H11}}{U_{2H1}} = \frac{k_{1}}{k_{11}} \text{ is } \frac{I_{2H1}U_{2H1}}{I_{2H11}U_{2H11}} = \frac{S_{H1}}{S_{H11}},$$

и полагая, что трансформатор / имеет меньшую мощность, нетрудно из (8-20) получить относительное значение уравнительного тока в долях тока трансформатора меньшей мощности в виде:

$$\frac{I_{y}}{I_{2H1}} = \frac{\left(1 - \frac{k_{1}}{k_{1I}}\right)}{u_{\text{KI}}\left[1 + \frac{u_{\text{KI1}}}{u_{\text{KI}}} \cdot \frac{S_{\text{HI}}}{S_{\text{HII}}} \left(\frac{k_{1}}{k_{1I}}\right)^{2}\right]} = \frac{\left(1 - \frac{k_{1}}{k_{\text{II}}}\right)}{u_{\text{KI}}\left[1 + \frac{1}{\xi_{2}} \left(\frac{k_{1}}{k_{\text{II}}}\right)^{2}\right]}.$$



Рис. 8-4. Векторная диаграмма двух параллельно работающих трансформаторов с различными коэффициентами трансформации. Пример. Найдем уравнительный ток при следующих данных трансформаторов: $u_{\rm KI} =$ $= u_{\rm KII} = 0,055$; коэффициенты трансформации отличаются на 2%, т. е. $k_{\rm I}/k_{\rm II} = 0,98$. В случае трансформаторов одинаковой мощности

$$\frac{I_{\rm y}}{I_{\rm 2HI}} = \frac{0.02}{0.055 \cdot 1.96} = 0.185.$$

Если один трансформатор имеет мощность в два раза бо́льшую, чем другой: S_{HII} = 2S_{HI}, то

$$\frac{I_{\mathbf{y}}}{I_{2\mathrm{HI}}} = \frac{0.02}{0.055 \cdot 1.48} = 0.246.$$

Режим нагрузки трансформаторов с неодинаковыми коэффициентами трансформации может быть рассмотрен по принципу наложения: на уравнительный ток при холостом ходе следует наложить нагрузочные составляющие тока \dot{I}_{2cli} , \dot{I}_{2cli} , обусловленные внешней нагрузкой. Ограничимся здесь построением по уравнениям (8-14)—(8-16) векторной диаграммы (рис. 8-4). При построении диаграммы предположено, что трансформаторы оди-

наковой мощности и с одинаковыми напряжениями короткого замыкания. Напряжение \dot{U}_{20} устанавливается на вторичных шинах при отсутствии нагрузки под влиянием одного уравнительного тока, напряжение \dot{U}_2 будет иметь место при нагрузке. Из диаграммы видно, что уравнительный ток способствует неравномерной нагрузке трансформаторов, и при полной нагрузке одного трансформатора другой будет недогружен.

Вышеизложенное показывает, что при сколько-нибудь заметном различии в коэффициентах трансформации параллельная работа трансформаторов нерациональна. ГОСТ допускает параллельную работу трансформаторов в том случае, если коэффициенты трансформации отличаются не более чем на 0,5 или 1,0% в зависимости от вида трансформатора.

§ 8-5. Параллельное включение трансформаторов, имеющих неодинаковые группы

Допустим, что на параллельную работу включаются трансформаторы, принадлежащие к различным группам. Напряжение ΔU определяется уже в комплексной форме, поскольку напряжения холостого хода \vec{E}_{201} и E_{2011} хотя и равны между собой (при $k_1 = k_{11}$), но сдвинуты относительно друг друга по фазе:

$$\Delta \dot{U} = \dot{E}_{201} - \dot{E}_{2011}.$$

Наименьший угол между \vec{E}_{201} и \vec{E}_{2011} будет, если трансформаторы принадлежат к соседним группам (например, 11 и 12); он равен 30°. Однако даже при этом наименьшем угле сдвига вторичных линейных напряжений напряжение ΔU велико:

$$\Delta U = 2E_{20I} \sin 15^\circ = 0.52E_{20I}$$

При таком большом значении ΔU уравнительный ток получается совершенно недопустимым. Поэтому параллельно работающие трансформаторы должны обязательно принадлежать к одной и той же группе.

ЯВЛЕНИЯ, СВЯЗАННЫЕ С ОБРАЗОВАНИЕМ ПОЛЯ В СЕРДЕЧНИКЕ ТРАНСФОРМАТОРА

§ 9-1. Общие замечания

При рассмотрении режима холостого хода (§ 7-4) предполагалось, что в случае приложения к первичной обмотке трансформатора гармонически изменяющегося во времени напряжения намагничивающий ток трансформатора также является гармонической функцией времени. Однако это справедливо только при наличии у трансформатора линейной магнитной характеристики, когда поток в сердечнике пропорционален реактивной составляющей намагничивающего тока $i_{\mu r}$. Практически силовой трансформатор имеет нелинейную магнитную характеристику, и при гармонически изменяющемся потоке составляющая намагничивающего тока $i_{\mu r}$ содержит, кроме гармонической основной частоты f, также высшие гармонические нечетного порядка, имеющие частоту 3f, 5f, 7f и т. д.

Трансформатор с нелинейной магнитной характеристикой является, таким образом, своеобразным генератором высших гармонических тока, которые могут оказывать вредное влияние на линии связи, проходящие в соседстве с силовыми энергетическими линиями, а также служить причиной возникновения резонансных явлений. В трехфазных трансформаторах, как будет показано ниже, возможно возникновение третьей гармонической в потоке сердечника, что приводит, с одной стороны, к увеличению потерь, а с другой, — к повышению максимального значения фазного напряжения и, следовательно, к ухудшению условий работы изоляции трансформатора.

Указанные явления, связанные с образованием магнитного поля в сердечнике трансформатора, зависят от количества фаз, схемы соединения фазных обмоток и конструкции сердечника трансформатора. Ниже эти явления рассматриваются в предположении, что линейные напряжения, подведенные к первичной обмотке трехфазного трансформатора, представляют систему симметричных гармонических напряжений основной частоты. Первичное напряжение в случае однофазного трансформатора также принимается гармоническим основной частоты.

§ 9-2. Холостой ход однофазного трансформатора

В режиме холостого хода приложенное к первичной обмотке напряжение u_1 практически равно и противоположно по знаку э. д. с. e_1 , индуктированной в этой обмотке потоком сердечника Φ , так как величина падения

напряжения в активном сопротивлении и э. д. с. от поля рассеяния ничтожно малы:

$$u_1 = -e_1 = w_1 \frac{d\Phi}{dt}$$
. (9-1)

Из (9-1) следует, что при гармоническом характере напряжения и₁ такой же закон во времени имеют э. д. с. е₁ и поток в сердечнике Ф. Пусть, например, $u_1 = U_{1m} \cos \omega t$; тогда из (9-1) находим:

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t$$
,

где максимальное значение потока $\Phi_m = U_{1m}/w_1$ w вычисляется по заданной амплитуде приложенного к трансформатору напряжения U_{1m}.

Если магнитная характеристика



Рис. 9-1. Графическое определение кривой реактивной составляющей намагничивающего тока однофазного трансформатора. Операция построения для одной точки отмечена стрелками.

 $\Phi = f(i_{\mu r})$ известна, то нетрудно определить и ток $i_{\mu r}$. Проще всего это сделать графическим способом. На рис. 9-1 показаны необходимые построения для определения $i_{nr} =$ $f(\omega t)$ по заданным зависимостям $\Phi = f(\omega t)$ и $\Phi = f(i_{\mu r})$ на половине периода тока T/2. Полученная на этом рисунке кривая тока i_{ur} может быть разложена в ряд Фурье, т. е. представлена суммой основной и высших (нечетного порядка) гармонических. Обозначим действующие значения основной и высших гармонических в токе $i_{\mu r}$ через $I_{\mu r1}$, $I_{\mu r3}$, $I_{\mu r5}$ и т. д., а максимальное значение реактивной составляющей намагничивающего тока

$$I_{\mu r \text{ Make}} = \sqrt{2} \left(I_{\mu r_1} + I_{\mu r_3} + I_{\mu r_3} + \ldots \right) = \sqrt{2} I_{\mu r_1} \left(1 + \alpha_3 + \alpha_5 + \ldots \right), \quad (9-2)$$

где

$$\alpha_3 = \frac{I_{\mu r_3}}{I_{\mu r_1}}, \quad \alpha_5 = \frac{I_{\mu r_3}}{I_{\mu r_1}}$$
 и т. д.

Форма кривой тока i_{ur} , а следовательно, и относительное содержание высших гармонических в ней зависит, как видно из рис. 9-1, от величины максимального потока Φ_m или пропорциональной ему максимальной индукции в сердечнике B_m.

На рис. 9-2 показана зависимость коэффициентов α₃ и α₅ от величины В_т. С помощью подобных кривых можно определить действующие значения (и амплитуды) гармонических составляющих тока i_{ит} по следующей схеме. Для заданного напряжения U_{1m} находим поток Φ_m , индукцию B_m



Рис. 9-2. К определению относительной величины высших гармонических в кривой реактивной составляющей намагничина вающего тока: a - co-ctab гармонических; $\delta - зависимость \alpha_3 = I_{\mu r3}/I_{\mu r1}$ (кривая 1) и $\alpha_5 = I_{\mu r5}/I_{\mu r1}$ (кривая 1) и $\alpha_5 = J_{\mu r5}/I_{\mu r1}$ (кривая 2) от индукции в сердечнике.

и далее по магнитной характеристике трансформатора ток $I_{\mu r \text{ макс}}$. Из кривых типа приведенных на рис. 9-2 для известной величины индукции B_m определяем коэффициенты α_3 , α_5 и т. д. Затем из (9-2) вычисляем $I_{\mu r1}$, а по коэффициентам α_3 , α_5 ... — токи $I_{\mu r5}$ и т. д.

С учетом (9-2) действующее значение реактивной составляющей намагничивающего тока

$$I_{\mu r} = \sqrt{I_{\mu r1}^2 + I_{\mu r3}^2 + I_{\mu r5}^2 + \dots} = I_{\mu r1} \sqrt{1 + \alpha_3^2 + \alpha_5^2 + \dots} = I_{\mu r \text{ Make}} \frac{\sqrt{1 + \alpha_3^2 + \alpha_5^2 + \dots}}{\sqrt{2} (1 + \alpha_2 + \alpha_5 + \dots)}.$$

Активная составляющая намагничивающего тока $i_{\mu a}$ представляет собой гармоническую функцию основной частоты, так как э. д. с. e_1 , вместе с которой она определяет потери в сердечнике $p_c = E_1 I_{\mu a}$, в рассматриваемых условиях является основной гармонической, а мощность может быть получена только при наличии напряжения и тока одинаковой частоты.

§ 9-3. Холостой ход трехфазного группового трансформатора при соединении обмоток звездой

Трехфазным групповым трансформаторов называют группу из трех однофазных трансформаторов, обмотки которых как на первичной, так и на вторичной сторонах соединены одним из возможных способов для трехфазной цепи (звездой или треугольником). Рассмотрим холостой ход такого трансформатора при соединении первичной и вторичной обмоток звездой.

Соединение фазных обмоток звездой в трехфазном трансформаторе накладывает дополнительное условие в отношении намагничивающих токов, которого нет в однофазном трансформаторе, а именно:

$$i_{\mu A} + i_{\mu B} + i_{\mu C} = 0. \tag{9-3}$$

Поскольку активные составляющие намагничивающих токов представляют симметричную систему гармонических токов основной частоты, то для реактивных составляющих также справедливо соотношение (9-3):

$$i_{\mu rA} + i_{\mu rB} + i_{\mu rC} = 0. \tag{9-4}$$

Из уравнений (9-3), (9-4) следует, что намагничивающие токи в фазных обмотках не могут содержать третьей и кратных трем высших гармонических, так как они должны совпадать по фазе во всех обмотках. Например, третья гармоническая токов $i_{u,A3} = I_{3m} \cos 3\omega t$,

$$i_{\mu B3} = I_{3m} \cos 3 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = I_{3m} \cos 3\omega t,$$

$$i_{\mu C3} = I_{3m} \cos 3 \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) = I_{3m} \cos 3\omega t.$$

Поэтому форма кривой реактивной составляющей намагничивающего тока в рассматриваемом случае иная, чем в случае однофазного трансформатора. Выпадение из кривой намагничивающего тока третьей и кратных трем высших гармонических должно привести к появлению высших гармонических в кривой потока сердечника трансформатора Ф, так как поток и ток связаны зависимостью, выражаемой магнитной характеристикой трансформатора. Однако в кривой потока могут возникнуть лишь третья и кратные трем высшие гармонические. (Практически можно говорить о третьей гармонической, так как 9-я, 15-я и другие гармонические весьма малы и в дальнейшем не учитываются.) Это объясняется тем, что при приложении к трансформатору симметричных линейных напряжений, являющихся гармоническими функциями основной частоты, фазные напряжения могут содержать, кроме основной гармонической, только третью (и кратные трем) гармоническую, следовательно, только такая высшая гармоническая и будет индуктироваться в обмотке потоком сердечника.

Уплощенной кривой намагничивающего тока при отсутствии третьей гармонической (рис. 9-3) должна соответствовать уплощенная кривая потока, представляющая результат наложения на основную гармоническую Ф₁ третьей гармонической потока Ф₃. Таким образом, потоки в трех однофазных трансформаторах (фазные потоки) будут иметь общий вид:

$$\Phi_{A} = \Phi_{1m} \sin \omega t + \Phi_{3m} \sin 3\omega t, \Phi_{B} = \Phi_{1m} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \Phi_{3m} \sin 3 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = = \Phi_{1m} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \Phi_{3m} \sin 3\omega t, \Phi_{C} = \Phi_{1m} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \Phi_{3m} \sin 3 \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) = = \Phi_{1m} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \Phi_{3m} \sin 3\omega t,$$

$$(9-5)$$

где Φ_{1m} и Φ_{3m} — амплитуды первой и третьей гармонических потока. Фазные напряжения в соответствии с (9-1) и (9-5) равны:

$$\begin{array}{c} u_{A} = U_{1m} \cos \omega t + U_{3m} \cos 3\omega t, \\ u_{B} = U_{1m} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + U_{3m} \cos 3\omega t, \\ u_{C} = U_{1m} \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) + U_{3m} \cos 3\omega t, \end{array} \right\}$$

$$(9-6)$$

где амплитуды первой и третьей гармонических напряжения $U_{1m} = \Phi_{1m} \omega w_1$, $U_{3m} = 3\Phi_{3m} \omega w_1$. Линейные напряжения равны разности фазных напряжений и, как видно из (9-6), содержат только основную гармоническую.

Найдем амплитуду третьей гармонической потока Φ_{3m} , если задана амплитуда основной гармонической Φ_{1m} , которая, в свою очередь, определяется величиной подведенного к трансформатору линейного напряжения. Рассмотрим с этой целью величины фазных потоков для такого момента времени, когда третья гармоническая потока имеет наибольшее значение. Полагая в (9-5) $\omega t = \pi/2$, получим:

$$\begin{array}{c} \Phi_{A} = \Phi_{1m} - \Phi_{3m}, \\ \Phi_{B} = -(0, 5\Phi_{1m} + \Phi_{3m}), \\ \Phi_{C} = -(0, 5\Phi_{1m} + \Phi_{3m}). \end{array} \right\}$$

$$(9-7)$$

Для этого момента времени $\Phi_B = \Phi_C$ и, следовательно, $i_{\mu rB} = i_{\mu rC}$, а на основании (9-4)

$$i_{\mu rA} = -(i_{\mu rB} + i_{\mu rC}) = -2i_{\mu rB} = -2i_{\mu rC}.$$
(9-8)

В каждом отдельном однофазном трансформаторе трехфазной группы ток i_{μ_r} и поток Φ связаны магнитной характеристикой. Поэтому на основании (9-7) и (9-8), если на магнитной характеристике потоку Φ_A соответствует ток $i_{\mu_r A}$ (рис. 9-4, *a*), то ординате, равной $|\Phi_B| = |\Phi_C|$, должна соответствовать абсцисса, равная 0,5 $i_{\mu_r A}$. Если на графике, кроме магнитной характеристики $\Phi = f(i_{\mu_r})$, построить еще вспомогательную зависимость $\Phi = f(0,5i_{\mu_r})$ (рис. 9-4, *б*), то ток i_y , соответствующий потоку Φ_A , по магнитной характеристике будет равен току i_x , определяемому для потока $|\Phi_B| = |\Phi_C|$ по зависимости $\Phi = f(0,5i_{\mu_r})$.

Эти соотношения позволяют достаточно просто найти амплитуду потока Φ_{3m} по известной амплитуде потока Φ_{1m} графическим способом. На графике рис. 9-4, б проводят две прямые I и 2, параллельные оси абсцисс и отстоящие от начала на величины, равные Φ_{1m} и 0,5 Φ_{1m} . Затем, используя вертикально расположенную линейку, смещают ее вдоль оси абсцисс до тех пор, пока отрезки *ab* и *cd*, заключенные между прямой I, и $\Phi = f(i_{\mu r}) - c$ одной стороны, прямой 2 и $\Phi = f(0,5i_{\mu r}) - c$ другой не окажутся равными друг другу. С помощью (9-7) нетрудно установить, что отрезки *ab* = *cd* равны потоку Φ_{3m} .

После того, как определена амплитуда третьей гармонической потока Φ_{3m} , фазный поток становится известным [см. (9-5) и рис. 9-3, 6]. С помощью магнитной характеристики можно графическим способом, изложенным в § 9-2, построить кривую реактивной составляющей намагничивающего тока для рассматриваемого случая; она имеет вид, представленный на рис. 9-3, *а*.

Поток Φ_{3m} в групповом трансформаторе может достигать 15-20% от потока Φ_{1m} , а напряжение U_{3m} согласно (9-6)—45-60% от напряжения U_{1m} . Это приводит к значительному увеличению максимального напряжения по сравнению с нормальным рабочим, поэтому в групповом трансформаторе схема соединения обмоток звездой на обеих его сторонах не применяется.



Рис. 9-3. Кривые реактивной составляющей намагничивающего тока (a) и потока в сердечнике (б) в функции времени для группового трехфазного трансформатора при соединении обмоток звездой (сплошные линии).

 зависимость для однофазного трансформатора; 2 третьи гармонические в токе и потоке.



Рис. 9-4. К определению третьей гар монической потока в групповом трехфаз трансформатор ном при соединении обмо ток звездой: а - соотношения между фазными потоками и то ками на магнитной характеристике транс форматора; б — гра фическое определение третьей гармониче ской потока.

§ 9-4. Холостой ход трехфазного группового трансформатора при соединении обмоток звездой и треугольником

Пусть одна из обмоток группового трансформатора соединена звездой, а другая — треугольником.

Когда первичная обмотка соединена треугольником, намагничивающие токи, протекающие в фазных обмотках, имеют такую же форму, как в однофазном трансформаторе. Это — результат того, что кривая фазного тока содержит третью гармоническую, которая, совпадая по фазе с третьими гармоническими в других фазных обмотках, протекает по замкнутому контуру треугольника. Поэтому в рассматриваемом случае фазные потоки не имеют третьей гармонической и являются гармоническими функциями времени основной частоты.

Линейный намагничивающий ток, равный разности фазных токов, не содержит третьей гармонической, и форма его кривой близка к той, которую имеет намагничивающий ток при соединении обмоток трансформатора звездой (§ 9-3).

Когда первичная обмотка соединена звездой, а вторичная — треугольником, в фазном потоке возникает третья гармоническая Φ_3 . Однако при наличии вторичной обмотки, соединенной треугольником, поток Φ_3 совершенно незначителен. Дело в том, что поток Φ_3 индуктирует э. д. с. утроенной частоты в обеих обмотках. Действуя в замкнутом контуре треугольника, совпадающие по фазе третьи гармонические э. д. с. вызывают во вторичной обмотке ток третьей гармонической i_{23} . Поскольку в первичной обмотке, соединенной звездой, третья гармоническая тока протекать не может, ток i_{23} создает свой поток третьей гармонической, который, складываясь с исходным потоком Φ_3 и будучи направленным против него, образует результирующий поток третьей гармонической совершенно незначительной величины. Таким образом, и при соединении вторичной обмотки в треугольник поток в трансформаторе сохраняется практически синусоидальным.

Что касается реактивной составляющей намагничивающего тока в первичных фазных обмотках $i_{\mu r1}$, то она определяется при пренебрежении потерями в сердечнике в соответствии с уравнением м. д. с. трансформатора:

$$i_{\mu r} = i_{\mu r1} + i_{23}, \tag{9-9}$$

где і_{µт} — суммарная реактивная составляющая намагничивающего тока, определяющая на магнитной характеристике трансформатора поток в сердечнике; i₂₃ — приведенный вторичный ток третьей гармонической.

Поскольку поток в трансформаторе не содержит третьей гармонической, то полный ток i_{μ_r} имеет такой же характер, как в однофазном трансформаторе. С другой стороны, ток $i_{\mu_{r1}}$ содержать третьей гармонической не может. Потому, согласно (9-9), намагничивающий ток однофазного трансформатора с исключенной из него третьей гармонической и будет представлять искомый намагничивающий ток $i_{\mu_{r1}}$.

Итак, соединение первичной или вторичной обмоток трансформатора треугольником исключает возникновение третьей гармонической потока и тем самым улучшает условия работы трехфазного трансформатора. Вместе с тем, кривые намагничивающего тока и в этих случаях содержат высшие гармонические.

§ 9-5. Холостой ход трехфазного трехстержневого трансформатора

В таком трансформаторе независимо от схемы соединения его обмоток потоки в стержнях (фазные потоки) практически изменяются во времени по гармоническому закону. Третьи гармонические фазных потоков, совпадающие во времени по фазе, должны иметь одинаковое направление в стержнях трансформатора (рис. 9-5) и поэтому могут замыкаться только вне сердечника. Стремясь пройти по путям с наименьшим магнитным сопротивлением, трубки поля третьей гармонической замыкаются через стенки бака. Значительное магнитное сопротивление, которое эти трубки встречают в воздушной (масляной) среде при переходе из сердечника в бак и обратно, и является причиной того, что величина потока третьей гармонической очень мала.

Намагничивающие токи трехстержневого трансформатора не только содержат высшие гармонические, как это имеет место и в других



Рис. 9-5. Схема магнитной цепи трехстержневого трехфазного трансформатора (пунктиром показаны трубки третьей гармонической потока Ф₃).

Б — стенки бака.

трансформаторах, но и несимметричны по фазам вследствие несимметрии магнитной цепи относительно фазных обмоток.

Общий метод определения намагничивающих токов в трехстержневом трансформаторе состоит в совместном использовании закона полного тока и кривой намагничивания B = f(H) для сердечника трансформатора.

Рассмотрим для примера только один случай, когда обмотки трансформатора соединены звездой. Потерями в сердечнике пренебрежем. Применяя закон полного тока к контурам 3-4-1-3 и 3-4-1-2-3(рис. 9-5) и обозначая средние значения напряженности поля и длины трубок

поля на участке 3-4-1 через H_A и l, на участке 3-1 через H_B и l_c , а на участке 3-2-1 через H_C , l, получаем:

$$(i_{\mu rA} - i_{\mu rB}) w_1 = H_A l - H_B l_c, \qquad (9-10)$$

$$(i_{\mu rA} - i_{\mu rC}) w_1 = H_A l - H_C l.$$
(9-11)

Учитывая, что для обмотки, соединенной звездой, $i_{\mu rA} + i_{\mu rB} + i_{\mu rC} = 0$, находим из (9-10), (9-11):

$$\begin{aligned} &i_{\mu rA} = c \left(2H_A k_l - H_B - H_C k_l \right), \\ &i_{\mu rB} = c \left(2H_B - H_C k_l - H_A k_l \right), \\ &i_{\mu rC} = c \left(2H_C k_l - H_A k_l - H_B \right), \end{aligned}$$
(9-12)

где

$$c = \frac{l_{\rm c}}{3w_1}, \quad k_l = \frac{l}{l_{\rm c}}.$$

В стержнях трансформатора поток Ф и индукция В изменяются во времени гармонически, например: $B_A = B_m \sin \omega t$, $B_B = B_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$, $B_C = B_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$. С помощью кривой намагничивания B = f(H)при заданном характере В графическим способом (см. рис. 9-1) определяется напряженность поля H как функция времени (она имеет характер кривой тока $i_{\mu r} = f(t)$ на рис. 9-1). Разлагая кривую H = f(t) в ряд Фурье, можно определить амплитуды основной и высших (нечетных) гармонических: H_{1m} , H_{3m} , H_{5m} и т. д. Таким образом находят напряженности поля в виде: $H_A = H_{1m} \sin \omega t + H_{3m} \sin 3\omega t + H_{5m} \sin 5\omega t + \dots,$ $H_B = H_{1m} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + H_{3m} \sin 3\omega t + H_{5m} \sin \left(5\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \dots,$ $H_C = H_{1m} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + H_{3m} \sin 3\omega t + H_{5m} \sin \left(5\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots$ (9-13)

Подстановка (9-13) в (9-12) определяет фазные намагничивающие токи. Ограничимся первой гармонической в кривых тока. Подставляя первые гармонические напряженности поля в (9-12), получим:

$$\begin{split} i_{\mu rA} &= H_{1m} c \left[2k_l \sin \omega t - \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - k_l \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] = \\ &= I_{Am} \sin \left(\omega t - \varphi \right), \\ i_{\mu rB} &= H_{1m} c \left[2 \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - k_l \sin \omega t - k_l \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] = \\ &= I_{Bm} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \\ i_{\mu rC} &= H_{1m} c \left[2k_l \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) - k_l \sin \omega t - \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = \\ &= I_{Cm} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi \right), \end{split}$$
(9-14)

где

$$I_{Am} = I_{Cm} = H_{1m}c \sqrt{7k_l^2 + k_l + 1}, \quad I_{Bm} = H_{1m}c (2 + k_l),$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{3} (k_l - 1)}{5k_l + 1}.$$

Система первых гармонических фазных токов при $k_l > 1,0$ по-

лучается несимметричной. На рис. 9-6 по уравнениям (9-14) построена векторная диаграмма фазных токов и $k_1 = 2.$ потоков при Токи обв расположенных на крайних мотках, стержнях трансформатора, в этом случае примерно в 1,4 раза преток обмотки вышают на среднем стержне.

Указанная несимметрия токов для трансформатора не имеет большого значения ввиду малости намагничивающих токов.



Рис. 9-6. Векторная диаграмма фазных потоков и намагничивающих токов трехфазного трехстержневого трансформатора.

ТРЕХОБМОТОЧНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 10-1. Особенности трехобмоточных трансформаторов

При передаче и распределении электрической энергии иногда возникает необходимость в электрической связи трех сетей, работающих с различными напряжениями U₁, U₂, U₃. Так, например, передачу энергии двум потребителям, находящимся на различных расстояниях от электрической станции, целесообразно осуществить на различных напряжениях. Для связи трех сетей можно применить двухобмоточные трансформаторы. Однако более экономично задача решается с помощью трехобмоточных трансформаторов. Действительно, вследствие неодновременности действия нагрузок двух сетей U₂, U₃, потребляющих энергию из третьей сети U₁, наибольшая мощность, доставляемая третьей сетью, будет меньше суммы максимальных мощностей первых двух сетей. В этом случае мощность трехобмоточного трансформатора, связывающего сети U₁, U₂, U₃, окажется меньше суммарной мощности двух двухобмоточных трансформаторов, связывающих сети U₁, U₂ и U₁, U₃. Стоимость и потери трехобмоточного трансформатора будут меньше, чем у двух двухобмоточных трансформаторов.

Ввиду специфики задач, решаемых с помощью трехобмоточных трансформаторов, последние выполняются на значительные мощности и напряжения.

Мощности сетей U_1 , U_2 , U_3 могут быть весьма разнообразными. Однако для трехобмоточных трансформаторов ГОСТ предусмотрено лишь несколько соотношений между номинальными мощностями обмоток. Если принять за 100% мощность обмотки высшего напряжения (ВН), то обмотки среднего (СН) и низшего (НН) напряжений имеют в различных комбинациях только мощности, равные 100% и 66,7%. За номинальную мощность трехобмоточного трансформатора принимается мощность наиболее мощной его обмотки.

В рассматриваемых трансформаторах энергия потребляется либо из двух сетей (в трансформаторе две первичные обмотки, одна вторичная), либо из одной сети (одна первичная и две вторичные обмотки).

В дальнейшем рассматривается трехобмоточный трансформатор с одной первичной и двумя вторичными обмотками, обозначенными соответственно 1 и 2, 3.

§ 10-2. Уравнения и схема замещения трехобмоточного трансформатора

Будем считать напряжения и токи трансформатора гармоническими функциями времени. Используем комплексную форму записи уравнений напряжения и м. д. с. трансформатора. Как следует из (7-2), (7-3), напряжение, приложенное к первичной обмотке U_1 , равно сумме взятой с отрицательным знаком э. д. с., обусловленной всеми потокосцеплениями с обмоткой, и падения напряжения в активном сопротивлении обмотки; напряжение на зажимах вторичной обмотки U_2 равно разности аналогичной э. д. с. во вторичной обмотке и падения напряжения в активном сопротивлении.

Обозначим индуктивности обмоток 1, 2, 3, определяющие потокосцепления самоиндукции этих обмоток, через L_{11} , L_{22} , L_{33} , а взаимные индуктивности — символом M с подстрочными индексами, соответствующими номерам тех обмоток, между которыми определяется электромагнитная связь. Тогда уравнения напряжения первичной (1) и двух вторичных (2, 3) обмоток при пренебрежении потерями в сердечнике имеют вид:

$$\dot{U}_1 = j\omega \left(L_{11} \dot{I}_1 + M_{12} \dot{I}_2 + M_{13} \dot{I}_3 \right) + \dot{I}_1 r_1, \qquad (10-1)$$

$$\dot{U}_{2} = -j\omega \left(M_{21}\dot{I}_{1} + L_{22}\dot{I}_{2} + M_{23}\dot{I}_{3} \right) - \dot{I}_{2}r_{2}, \qquad (10-2)$$

$$\dot{U}_{3} = -j\omega \left(M_{31}\dot{I}_{1} + M_{32}\dot{I}_{2} + L_{33}\dot{I}_{3} \right) - \dot{I}_{3}r_{3}, \qquad (10-3)$$

где $M_{12} = M_{21}$; $M_{13} = M_{31}$; $M_{23} = M_{32}$.

Уравнение м. д. с. трехобмоточного трансформатора аналогично таковому двухобмоточного трансформатора:

$$\dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 + \dot{I}_3 w_3 = \dot{I}_\mu w_1. \tag{10-4}$$

Обозначим коэффициенты трансформации между обмотками 1 и 2 $k_{12} = w_1/w_2$, между обмотками 1 и 3 $-k_{13} = w_1/w_3$.

Выполним теперь приведение двух вторичных обмоток к первичной обмотке трансформатора. Уравнение м. д. с. приведенного трансформатора должно иметь вид:

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' + \dot{I}_3 = \dot{I}_{\mu}.$$
 (10-5)

Сравнивая (10-4) и (10-5), найдем: $\dot{I_2} = \dot{I_2}/k_{12}$; $\dot{I_3} = I_3/k_{13}$.

Умножая уравнения (10-2) и (10-3) соответственно на k_{12} и k_{13} и вводя приведенные вторичные величины в (10-1), получим уравнения напряжения приведенного трансформатора в виде:

$$\dot{U}_1 = j(\dot{I}_1 x_{11} + \dot{I}_2 x_{12} + \dot{I}_3 x_{13} + \dot{I}_1 r_1, \qquad (10-6)$$

$$\dot{U}_{2} = -j(\dot{I}_{1}x_{21}' + \dot{I}_{2}x_{22}' + \dot{I}_{3}x_{23}') - \dot{I}_{2}'r_{2}', \qquad (10-7)$$

$$\dot{U}_{3}' = -j \left(\dot{I}_{1} x_{31}' + \dot{I}_{2} x_{32}' + \dot{I}_{3}' x_{33}' \right) - \dot{I}_{3}' r_{3}', \qquad (10-8)$$



Рис. 10-1. Схема замещения трехобмоточного трансформатора.

rge

$$\dot{U}_{2} = \dot{U}_{2}k_{12}, \quad \dot{U}_{3} = \dot{U}_{3}k_{13}; \quad r_{2} = r_{2}k_{12}^{*}, \quad r_{3} = r_{3}k_{13}^{*};$$

 $x_{11} = \omega L_{11}, \quad x_{22}' = \omega L_{22}k_{12}^{*}, \quad x_{33}' = \omega L_{33}k_{13}^{*};$
 $x_{12}' = \omega M_{12}k_{12} = x_{21}', \quad x_{13}' = \omega M_{13}k_{13} = x_{31}';$
 $x_{23}' = \omega M_{23}k_{12}k_{13} = x_{32}'.$

Рассмотрим упрощенные уравнения и схему замещения трехобмоточного трансформатора, пренебрегая весьма малым намагничивающим током. Полагая $I_{\mu} = 0$, получим уравнение м. д. с. (10-5) в виде:

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3 = 0.$$
 (10-9)

Как следует из (10-9), в трансформаторе остаются только два независимых тока. Поэтому три уравнения (10-6)—(10-8) могут быть заменены двумя. Складывая (10-6), (10-7) и подставляя в них ток $\dot{I}'_3 = -(\dot{I}_1 + \dot{I}'_2)$, затем складывая (10-6), (10-8) и подставляя в них ток $\dot{I}'_2 = -(\dot{I}_1 + \dot{I}'_3)$, получим:

$$\dot{U}_1 + \dot{U}_2 = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}_2 Z_2,$$
 (10-10)

$$\dot{U}_1 + \dot{U}'_3 = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}'_3 Z'_3,$$
 (10-11)

$$Z_{1} = r_{1} + jx_{1}, \quad x_{1} = x_{11} - x_{12}' - x_{13}' + x_{23}';$$

$$Z_{2}' = r_{2}' + jx_{2}', \quad x_{2}' = x_{22}' - x_{21}' - x_{23}' + x_{13}';$$

$$Z_{3}' = r_{3}' + jx_{2}', \quad x_{3}' = x_{32}' - x_{31}' - x_{32}' + x_{13}';$$

Уравнениям (10-9)—(10-11) соответствует схема замещения, представленная на рис. 10-1.

Следует подчеркнуть, что, в отличие от двухобмоточного трансформатора, сопротивления x_1 , x'_2 , x'_3 не являются индуктивными сопротивлениями рассеяния обмоток 1, 2, 3, а представляют некоторые эквивалентные сопротивления.

§ 10-3. Режимы холостого хода и короткого замыкания трехобмоточного трансформатора

Указанные режимы могут быть использованы для экспериментального определения ряда параметров трехобмоточного трансформатора.

Опыт холостого хода производится точно так же, как и для двухобмоточного трансформатора. Он позволяет измерить намагничивающий ток,

где


Рис. 10-2. Схемы опытов короткого замыкания трехобмоточного трансформатора: *а* — первый опыт; *б* — второй опыт; *в* — третий опыт.

1, 2, 3 — обмотки трансформатора.

потери в сердечнике и коэффициенты трансформации $k_{12} \approx U_1/U_2$ и $k_{13} \approx \omega U_1/U_3$. Опыт короткого замыкания выполняется в трех вариантах, схемы которых показаны на рис. 10-2. Из схем замещения, представленных на этом рисунке, нетрудно видеть, что сопротивления короткого замыкания, определяемые в указанных опытах, равны:

$$Z_{\text{K12}} = Z_1 + Z_2', \quad r_{\text{K12}} = r_1 + r_2', \quad x_{\text{K12}} = x_1 + x_2', \\ Z_{\text{K13}} = Z_1 + Z_3', \quad r_{\text{K13}} = r_1 + r_3', \quad x_{\text{K13}} = x_1 + x_3', \\ Z_{\text{K23}} = Z_2' + Z_3', \quad r_{\text{K23}} = r_2' + r_3', \quad x_{\text{K23}} = x_2' + x_3'. \end{cases}$$
(10-12)

Здесь сопротивление $Z_{\kappa_{23}}$ является приведенным к первичной обмотке трансформатора. По непосредственно измеренным величинам U_2 и I_2 при коротком замыкании по схеме рис. 10-2, *в* вычисляется сопротивление U_2/I_2 ; оно в k_{12}^* раз меньше сопротивления $Z_{\kappa_{23}}$.

Из (10-12) находим параметры схемы замещения трехобмоточного трансформатора через известные из опыта сопротивления короткого замыкания:

$$Z_{1} = 0.5 (Z_{\kappa_{12}} + Z_{\kappa_{13}} - Z_{\kappa_{23}}), Z_{2}' = 0.5 (Z_{\kappa_{12}} + Z_{\kappa_{23}} - Z_{\kappa_{13}}), Z_{3}' = 0.5 (Z_{\kappa_{13}} + Z_{\kappa_{23}} - Z_{\kappa_{12}}).$$
(10-13)

Аналогичные выражения имеют индуктивные и активные сопротивления.

Отметим, что эквивалентное индуктивное сопротивление той обмотки, которая на стержне трансформатора расположена между двумя другими, обычно имеет небольшую отрицательную величину, так как индуктивное сопротивление короткого замыкания крайних обмоток больше суммы сопротивлений средней и любой из крайних обмоток.

Сопротивления короткого замыкания, как и в двухобмоточном трансформаторе, связаны с напряжениями короткого замыкания, указываемыми на щитке трансформатора, соотношениями:

$$u_{\text{K12}} = \frac{I_{1\text{H}} z_{\text{K12}}}{U_{1\text{H}}}, \quad u_{\text{K13}} = \frac{I_{1\text{H}} z_{\text{K13}}}{U_{1\text{H}}}, \quad u_{\text{K23}} = \frac{I_{1\text{H}} z_{\text{K23}}}{U_{1\text{H}}}.$$

Аналогичными выражениями определяются активные (по сопротивлениям $r_{\rm k}$) и реактивные (по сопротивлениям $x_{\rm k}$) составляющие напряжения короткого замыкания.

§ 10-4. Режим нагрузки трехобмоточного трансформатора

Режим нагрузки трехобмоточного трансформатора может быть рассчитан на основе схемы замещения (рис. 10-1), если известны нагрузочные сопротивления, включаемые на зажимы вторичных обмоток.

Для трехобмоточного трансформатора характерно взаимное влияние вторичных токов на напряжения вторичных обмоток. Это видно из схемы замещения трансформатора: токи каждой из вторичных обмоток I'_2 и I'_3 создают падения напряжения в сопротивлении Z_1 и потому влияют на напряжение другой вторичной обмотки.

Определим изменение вторичных напряжений, вызванное нагрузкой трансформатора. Для этой цели видоизменим уравнения напряжения (10-10), (10-11), оставив в них только вторичные токи. Подставляя в уравнения ток $\dot{I_1} = -(\dot{I_2} + \dot{I_3})$, получим:

$$-\dot{U}_{2}' = \dot{U}_{1} + \dot{I}_{2}' Z_{R12} + \dot{I}_{3}' Z_{1}, \qquad (10-14)$$

$$\dot{U}_{3} = \dot{U}_{1} + \dot{I}_{3}Z_{\text{K13}} + \dot{I}_{2}Z_{1}.$$
 (10-15)

На рис. 10-3, *а* представлена векторная диаграмма, построенная по уравнениям (10-14), (10-15). Токи трансформатора связаны уравнением (10-9).

Изменение напряжения каждой вторичной обмотки трехобмоточного трансформатора определяется так же, как в двухобмоточном трансформаторе (§ 7-6, б).

Будем характеризовать нагрузку вторичных обмоток 2 и 3 коэффициентами нагрузки $k_{\rm Hr2} = I_2'/I_{1\rm H} = S_2/S_{\rm H}$ и $k_{\rm Hr3} = I_3'/I_{1\rm H} = S_3/S_{\rm H}$, где

 S_2 , S_3 — полные мощности обмоток 2 и 3; $S_{\rm H}$ — мощность первичной обмотки, она же — номинальная мощность трансформатора, так как первичная обмотка имеет наибольшую мощность. Тогда величины падений напряжения, входящие в (10-14), (10-15), выраженные в долях номинального напряжения первичной обмотки, принимают вид:

$$\frac{I_{2}'z_{\text{K12}}}{U_{1\text{H}}} = k_{\text{HF2}}u_{\text{K12}}, \quad \frac{I_{3}'z_{\text{K13}}}{U_{1\text{H}}} = k_{\text{HF3}}u_{\text{K13}},$$
$$\frac{I_{2}'z_{1}}{U_{1\text{H}}} = k_{\text{HF2}}\frac{I_{1\text{H}}z_{1}}{U_{1\text{H}}} = k_{\text{HF2}}u_{\text{K1}}, \quad \frac{I_{3}'z_{1}}{U_{1\text{H}}} = k_{\text{HF3}}u_{\text{K1}}.$$

Диаграмма напряжения для определения изменения напряжения на обмотке $2 - \Delta U_2$ приведена на рис. 10-3, 6; ради удобства все величины векторов выражены в долях напряжения U_{1H} . При обозначении углов на диаграмме принято, что векторы напряжения \dot{U}'_2 и \dot{U}'_3 совпадают (действительный угол сдвига между ними незначителен).

Применяя метод определения ΔU_2 , изложенный в § 7-6, б, получим:

$$\begin{split} \Delta U_2 &= k_{\rm HF2} u_{\rm K12} \cos \left(\varphi_{\rm K12} - \varphi_2 \right) + \\ &+ k_{\rm HF3} u_{\rm K1} \cos \left(\varphi_{\rm K1} - \varphi_3 \right) + \\ &+ \frac{1}{2} \left[k_{\rm HF2} u_{\rm K12} \sin \left(\varphi_{\rm K12} - \varphi_2 \right) + \\ &+ k_{\rm HF3} u_{\rm K1} \sin \left(\varphi_{\rm K1} - \varphi_3 \right) \right]^2 = \\ &= k_{\rm HF2} \left(u_{\rm K12a} \cos \varphi_2 + u_{\rm K12r} \sin \varphi_2 \right) + \\ &+ k_{\rm HF3} \left(u_{\rm K1a} \cos \varphi_3 + u_{\rm K1r} \sin \varphi_3 \right) + \\ &+ \frac{1}{2} \left[k_{\rm HF2} \left(u_{\rm K12r} \cos \varphi_2 - u_{\rm K12a} \sin \varphi_2 \right) + \\ &+ k_{\rm HF3} \left(u_{\rm K12r} \cos \varphi_3 - u_{\rm K12a} \sin \varphi_3 \right) \right]^2 \end{split}$$

где подстрочными индексами «а» и «г» отмечены активные и реактивные составляющие напряжений короткого замыкания.



Аналогичным образом можно получить изменение напряжения на обмотке $3 - \Delta U_3$:

$$\Delta U_3 = k_{\rm HF3} \left(u_{\rm K13a} \cos \varphi_3 + u_{\rm K13r} \sin \varphi_3 \right) + k_{\rm HF2} \left(u_{\rm K1a} \cos \varphi_2 + u_{\rm K1r} \sin \varphi_2 \right) + \\ + \frac{1}{2} \left[k_{\rm HF3} \left(u_{\rm K13r} \cos \varphi_3 - u_{\rm K13a} \sin \varphi_3 \right) + k_{\rm HF2} \left(u_{\rm K1r} \cos \varphi_2 - u_{\rm K1a} \sin \varphi_2 \right) \right]^2$$

К. п. д. трехобмоточного трансформатора определяется в виде:

$$\eta = \left(1 - \frac{p}{S_2 \cos \varphi_2 + S_3 \cos \varphi_3 + p}\right),$$

где *р* — полные потери в трансформаторе.

Потери *р* складываются из потерь в сердечнике *p*_c, определяемых из опыта холостого хода, и потерь в обмотках, равных:

$$p_{\rm M} = m \left(I_1^2 r_1 + I_2^{\prime 2} r_2^{\prime} + I_3^{\prime 2} r_3^{\prime} \right) = m I_{1\rm H}^2 \left(k_{\rm Hr1}^2 r_1 + k_{\rm Hr2}^2 r_2^{\prime} + k_{\rm Hr3}^2 r_3^{\prime} \right),$$

где $k_{\rm Hr1} = I_1/I_{\rm 1H}$. Сопротивления r_1 , r_2' , r_3' находятся по данным опытов короткого замыкания с помощью соотношений, аналогичных (10-13).

Коэффициент $k_{\rm Hr1}$ практически вычисляется по значениям $k_{\rm Hr2}$ и $k_{\rm Hr3}$. Принимая векторы напряжений $-\dot{U}_2'$, $-\dot{U}_3$ совпадающими, получим угол сдвига между векторами токов $-\dot{I}_2'$, $-\dot{I}_3'$ равным $\varphi_2 - \varphi_3$ (см. рис. 10-3, *a*). Из треугольника токов на рис. 10-3, *a*, выраженных в долях тока $I_{\rm 1H}$, найдем:

$$k_{
m HFJ} = \sqrt{k_{
m HF2}^2 + k_{
m HF3}^2 + 2k_{
m HF2}k_{
m HF3}\cos{(\varphi_2 - \varphi_3)}}$$

Полные мощности обмоток 2 и 3 связаны с номинальной мощностью трансформатора соотношениями: $S_2 = S_{\rm H}k_{\rm Hr2}$, $S_3 = S_{\rm H}k_{\rm Hr3}$. Подставляя в выражение для к. п. д. все величины, получаем:

$$\eta = \left[1 - \frac{p_{\rm c} + mI_{1\rm H}^2 (k_{\rm HF1}^2 r_1 + k_{\rm HF2}^2 r_2' + k_{\rm HF3}^2 r_3')}{S_{\rm H} (k_{\rm HF2} \cos \varphi_2 + k_{\rm HF3} \cos \varphi_3) + p_{\rm c} + mI_{1\rm H}^2 (k_{\rm HF1}^2 r_1 + k_{\rm HF2}^2 r_2' + k_{\rm HF3}^2 r_3')}\right].$$

§ 10-5. Параллельная работа трехобмоточного и двухобмоточного трансформаторов

Режим нагрузки при параллельной работе трех- и двухобмоточного трансформаторов (или трехобмоточных трансформаторов) может быть рассчитан с помощью их схем замещения. На рис. 10-4 представлена расчетная схема при параллельной работе цвухобмоточного трансформатора с одной из вторичных обмоток трехобмоточного трансформатора на общую нагрузку S_2 ; другая вторичная обмотка трехобмоточного трансформатора имеет нагрузку S_1 . Двухобмогочный трансформатор замещен сопротивлением короткого замыкания $Z_{\rm K}$, трехобмоточный трансформатор — трехлучевой схемой с сопротивлениями Z_1 , Z'_2 , Z'_3 . Предполагается, что трансформаторы принадлежат к одной группе и имеют одинаковые коэффициенты трансформации для обмоток, включенных параллельно.

Распределение нагрузки между трансформаторами в рассматриваемом случае более сложно зависит от их параметров, чем при параллельной работе двухобмоточных трансформаторов, вследствие взаимного влияния вторичных обмоток трехобмоточного трансформатора.

В дальнейшем токи и мощности, относящиеся к трех- и двухобмоточному трансформаторам, будем обозначать подстрочными индексами: соответственно «т» и «д». (Штрихи над знаками токов, напряжений и сопротивлений обозначают приведение к первичной обмотке.)



Рис. 10-4. Расчетная схема параллельной работы трехи двухобмоточного трансформаторов.

Для схемы рис. 10-4 можно написать следующие уравнения:

$$\dot{I}_{1T}Z_1 + \dot{I}'_{2T}Z'_2 = \dot{I}_{1H}Z_K,$$
 (10-16)

$$\dot{I}_{1T} = \dot{I}_{2T}' + \dot{I}_{3T}', \tag{10-17}$$

$$\dot{I}'_{2T} + \dot{I}_{1R} = \dot{I}'_{2}, \tag{10-18}$$

где I'₂, I'_{3т} представляют токи нагрузок.

Решив уравнения (10-16)-(10-18), получим:

$$\dot{I}_{1T} = \dot{I}'_{3T} \frac{1 + \frac{Z'_{2}}{Z_{R}} + \dot{b} \frac{Z_{1}}{Z_{R}}}{1 + \frac{Z_{K12}}{Z_{R}}}, \quad \dot{I}'_{2T} = \dot{I}'_{2} \frac{\dot{b} - 1}{\dot{b} \left(1 + \frac{Z_{K12}}{Z_{R}}\right)}, \\
\dot{I}_{1T} = \dot{I}'_{2} \frac{1 + \dot{b} \frac{Z_{K12}}{Z_{R}}}{\dot{b} \left(1 + \frac{Z_{K12}}{Z_{R}}\right)}, \\
\dot{b} = \frac{\dot{I}'_{2}}{\dot{I}'} \cdot \frac{Z_{R}}{Z_{1}}.$$
(10-19)

гдө

Ограничимся случаем, когда токи нагрузок
$$I'_{2,}$$
, $I'_{3\pi}$ совпадают по фазе. Поскольку,
кроме того, отношение полных сопротивлений можно в первом приближении заменить
и пошением индуктивных сопротивлений, коэффициент \dot{b} в рассматриваемых условиях

представляет собой вещественную величину и знаки комплексов у токов можно опу стить.

Мощности нагрузок и трансформаторов с учетом (10-19) равны:

$$S_{1} = mU_{3}'I_{3T}' \approx mU_{1}I_{3T}', \quad S_{2} = mU_{2}'I_{2}' \approx mU_{1}I_{2}',$$

$$S_{1T} = mU_{1}I_{1T} = \frac{S_{1}\left(1 + \frac{z_{2}'}{z_{\mathrm{K}}}\right) + S_{2}}{1 + \frac{z_{\mathrm{K}12}}{z_{\mathrm{K}}}},$$

$$S_{2T} = mU_{2}'I_{2T}' \approx mU_{1}I_{2T}' = \frac{-S_{1}\frac{z_{1}}{z_{K}} + S_{2}}{1 + \frac{z_{K12}}{z_{K}}},$$
(10-2)

$$S_{\rm II} = m U_1 I_{1\rm III} = \frac{S_1 \frac{z_1}{z_{\rm R}} + S_2 \frac{z_{\rm K12}}{z_{\rm K}}}{1 + \frac{z_{\rm K12}}{z_{\rm K}}}.$$

Подставляя в (10-20) сопротивление $z_1 \approx z_{\rm K12} - z_2'$, обозначая $z_2'/z_{\rm K12} = k_z$ и выра жая сопротивления z_{к12} и z_к через напряжения короткого замыкания, получим связи

6)

между относительными значениями мощностей трех- и двухобмоточного трансформаторов н виде:

$$\frac{S_{1T}}{S_{\pi}} = \frac{1 + \alpha \left(1 + k_z k_D \frac{u_{K12}}{u_K}\right)}{1 + \alpha \left(1 - k_z\right)} \cdot \frac{u_K}{u_{K12}}, (10-21)$$

где $\alpha = S_1/S_2$, $S_{1T} = S_{1T}/S_{H.T}$, $S_{\pi} = S_{\pi}/S_{H.R}$, $k_p = S_{H.\pi}/S_{H.T}$, $S_{H.T}$, $S_{H.T}$ – номинальные мощ-ности трансформаторов. Коэффициент k_z выражается через напряжения короткого замы-

Рис. 10-5. Зависимость $S_{1T}/S_{T} = f(\alpha)$ (a) и варианты размещения обмоток трехобмоточного трансформатора на стержне и включения их на общую нагрузку (б).

Римские цифры обозначают варианты включения и размещения обмоток, арабские цифры — номера об-моток. Варианты I и II — повышающие трансформа-торы, общая нагрузка (обмотка 2) на стороне BH; варианты III и IV — понижающие трансформаторы. варпанты 111 и 1V — понижающие трансиорматоры. Общая нагрузка в вариантах 111 и 1V включена на стороне СН; в вариантах V и VI — на стороне НН. Напряжения короткого замыкания равпы: в двухоб-моточном трансформаторе — 10%; в трехобмоточном трансформаторе — между крайними на стержне об-мотками — 17%, между наружной и средней — 10%, между внутренней и средней — 6%.



кания трехобмоточного трансформатора (см. § 10-3). При пренебрежении активными сопротивлениями обмоток

$$k_z = \frac{z_2'}{z_{\text{K12}}} \approx 0.5 + 0.5 \frac{u_{\text{K23}} - u_{\text{K13}}}{u_{\text{K12}}}.$$

Выражение (10-21) показывает, что относительные мощности трансформаторов будут относиться обратно пропорционально напряжениям короткого замыкания, как это имеет место при работе двухобмоточных трансформаторов, только при $k_z = 0$, т. е. при $z'_2 = 0$. В этом случае, как видно из рис. 10-4, расчетная схема принимает такой же вид, как и при работе двухобмоточных трансформаторов. Практически это возможно только, если вторичная обмотка трехобмоточного трансформатора, включенная параллельно с двухобмоточным трансформатором, располагается на стержне между двумя другими обмотками трансформатора. В других вариантах включения обмоток отношение $S_{1\tau}/S_{3}$ зависит от соотношения нагрузок α , номинальных мощностей трансформаторов k_p и может значительно отличаться от 1,0, что обозначает неблагоприятное использование установленной мощности трансформаторов.

На рис. 10-5 показана зависимость $S_{1T}/S_{\pi} = f(\alpha)$ для нескольких случаев включения обмоток трансформаторов и различных значений k_p , при практически встречающихся значениях напряжений короткого замыкания. (Пунктирные линии соответствуют $k_p = 0,2$, сплошные — $k_p = 1$ и штрих-пунктирные — $k_p = 5.$)

АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 11-1. Особенности автотрансформаторов

А втотрансформатором называют такой трансформатор, у которого обмотки помимо электромагнитной связи имеют еще электрическое соединение.

На рис. 11-1 показаны четыре возможные схемы электрического соединения обмоток однофазного автотрансформатора. Как следует из при-

a) $i_{1} A_{n} \underbrace{\dot{u}_{n}.\dot{E}_{n}.\dot{I}_{n}}_{A} x_{n} \underbrace{\dot{I}_{2}}_{A}$ $(\dot{u}, x) \underbrace{\dot{u}_{i}.\dot{E}_{i}.\dot{I}}_{A} \dot{u}_{2}$ $(\dot{u}, x) \underbrace{\dot{u}_{i}.\dot{E}_{i}.\dot{I}}_{A} \dot{u}_{2}$ $(\dot{u}, x) \underbrace{\dot{u}_{i}.\dot{E}_{n}.\dot{I}_{n}}_{U, E, I} x_{n} \underbrace{\dot{I}_{2}}_{U, E, I}$ $(\dot{u}, x) \underbrace{\dot{u}_{i}.\dot{E}_{i}.\dot{I}}_{U, E, I} x_{n} \underbrace{\dot{I}_{2}}_{U, E, I}$ $(\dot{u}, x) \underbrace{\dot{u}_{i}.\dot{E}_{i}.\dot{I}}_{U, E, I} x_{n} \underbrace{\dot{I}_{2}}_{U, E, I} x_{n} \underbrace{\dot{I}_{$

Рис. 11-1. Схемы электрического соединения обмоток однофазного автотрансформатора: a, б — понижающие автотрансформаторы; в, г повышающие автотрансформаторы.

веденных схем, понятие первичной и вторичной обмоток в автотрансформаторе носит условный характер, ибо невозможно выделить обмотку, к которой энергия подводится или от которой она отводится. Поэтому будем называть обмотку, на зажимах которой действует напряжение первичной или вторичной сторон автотрансформатора, о бщей или параллельной о бмоткой, а обмотку, включенную последовательно с источником или приемником энергии, — последовательной обмотки обозначим A, X, последовательной обмотки — $A_{\rm п}$, $X_{\rm п}$.

Величины, относящиеся к последовательной обмотке, будем в обозначениях снабжать внизу индексом «п»; для величин общей обмотки применим обозначения без дополнительных индексов. Положительные направления напряжений, э. д. с. и токов в цепях автотрансформатора указаны на рис. 11-1.

Наличие последовательной обмотки с индуктируемой в ней э. д. с. $E_{\rm II}$ позволяет получить различные напряжения на первичной (U_1) и вторичной (U_2) сторонах автотрансформатора. Так, для схем рис. 11-1, *a*, *б* отношение U_1/U_2 при пренебрежении падениями напряжения в активном и индуктивном сопротивлении рассеяния обмоток соответственно равно: $(E_{\rm n} + E)/E$ и $E/(E - E_{\rm n})$. При этом во втором случае нужно принять $E > E_{\rm n}$, так как при обратном соотношении напряжения U_1 и U_2 будут отличаться по фазе на 180°, т. е. автотрансформатор будет принадлежать к 6-й группе, не предусмотренной ГОСТ. Для указанных схем $U_1/U_2 > 1,0$ и автотрансформатор является понижающим.

Аналогичным образом нетрудно установить, что при соединении обмоток по схемам рис. 11-1, *e*, *e* $U_1/U_2 < 1,0$, т. е. в этих случаях автотрансформатор является повышающим. (В схеме рис. 11-1, *e*, так же как и в схеме рис. 11-1, *б*, необходимо иметь $E > E_{\rm m}$.)

Таким образом, если характер преобразования напряжения понижение или повышение — в трансформаторе определяется соотношением чисел витков обмоток, то в автотрансформаторе он зависит только от схемы электрического соединения обмоток.

Разумеется, на величину самого отношения U_1/U_2 влияет и соотношение чисел витков обмоток. Поэтому в автотрансформаторе нужно различать два коэффициента трансформации, определяемые: числом витков обмоток $k_A = w/w_n$ и величинами первичного и вторичного напряжений — k = $= U_1/U_2$. Практически значения коэффициента k для схем рис. 11-1, a - cсоответственно равны: $1 + 1/k_A$, $k_A/(k_A - 1)$, $k_A/(1 + k_A)$, $1 - 1/k_A$.

Существенное значение имеют особенности способа передачи электрической энергии в автотрансформаторе. Если в трансформаторе с первичной на вторичную сторону вся энергия передается электромагнитным путем, то в автотрансформаторе таким путем передается лишь ее часть. Другая часть энергии поступает на вторичную сторону непосредственно, вследствие электрического соединения первичной и вторичной сторон автотрансформатора.

С этой точки зрения различают полную мощность на первичной (S_1) и вторичной (S_2) сторонах автотрансформатора, которую называют проходной, и полную электромагнитную мощность, представляющую физически полную мощность его обмоток.

$$S_1 = mU_1I_1 \approx S_2 = mU_2I_2 = S, \tag{11-1}$$

$$S_{\rm PM} = mEI \approx mE_{\rm m}I_{\rm m}.$$
(11-2)

Размеры автотрансформатора и трансформатора определяются величиной полной электромагнитной мощности. В самом деле, при заданной частоте

$$S_{\rm PM} = mEI = c\Phi_m wI = c (Bq_{\rm c}) (\delta q_{\rm M}), \qquad (11-3)$$

где *B*, *q_c* — индукция и поперечное сечение стержня; δ, *q_м* — плотность тока в обмотке и ее поперечное сечение; *с* — постоянная величина.

Выражение (11-3) показывает, что при заданных величинах *В* и б размеры сердечника и обмотки действительно определяются величиной мощности S_{ам}.

В трансформаторе отношение полной электромагнитной мощности к проходной незначительно отличается от 1,0. В автотрансформаторах, схемы которых приведены на рис. 11-1, *a*, *в*, на основании (11-1), (11-2) оно соответственно равно:

$$\frac{S_{\text{PM}}}{S} = \frac{mE_{\Pi}I_{\Pi}}{mU_{1}I_{1}} \approx \frac{E_{\Pi}I_{1}}{(E_{\Pi} + E)I_{1}} = \frac{w_{\Pi}}{w_{\Pi} + w} = \frac{1}{1 + k_{A}} = 1 - \frac{1}{k},$$

$$\frac{S_{\text{PM}}}{S} = \frac{mE_{\Pi}I_{\Pi}}{mU_{2}I_{2}} \approx \frac{E_{\Pi}I_{\Pi}}{(E_{\Pi} + E)I_{\Pi}} = \frac{w_{\Pi}}{w_{\Pi} + w} = \frac{1}{1 + k_{A}} = 1 - k.$$
(11-4)

Для схем рис. 11-1, б, г $S_{\text{эм}}/S$ соответственно равно: k = 1, 1/k = 1.

На рис. 11-2 приведены зависимости $S_{\rm 3M}/S = f(k)$ для всех схем включения обмоток автотрансформатора. Из рисунка видно, что для двух вариантов схем при коэффициентах трансформации k, отличающихся не более чем в 2,5—3 раза от единицы, отношение $S_{\rm 3M}/S$ может быть достаточно малым.

Из приведенных соотношений видно, что при заданной мощности, передаваемой с первичной на вторичную сторону, т. е. при заданной проходной мощности S, электромагнитная мощность $S_{\rm эм}$ в автотрансформаторе может быть значительно меньше, чем в трансформаторе, благодаря чему автотрансформатор будет иметь меньшие размеры, чем трансформатор. Вследствие этого и потери в автотрансформаторе меньше, чем в трансформаторе, рассчитанном на одинаковую с автотрансформатором мощность S.

Таким образом, задача преобразования энергии с напряжения U_1 на напряжение U_2 , не очень сильно отличающееся от U_1 , наиболее экономично решается с помощью автотрансформаторов.

Из сопоставления кривых на рис. 11-2 следует, что для понижающего автотрансформатора целесообразна только схема рис. 11-1, a, а для повышающего — схема рис. 11-1, e как имеющие наименьшее значение $S_{\rm 2M}/S$ для данного k. Поэтому в дальнейшем только такие схемы и будут рассматриваться.

Когда 1,0 « $k \ll 1,0$, отношение $S_{_{\Theta M}}/S$ в автотрансформаторе приближается к 1,0, поэтому в данных случаях он никаких преимуществ по сравнению с обычным трансформатором не имеет. Вместе с тем, в таком автотрансформаторе может возникнуть опасность появления высокого напряжения на стороне низшего напряжения, поэтому при $k \ge 1,0$ (или $k \ll 1,0$) он не находит практического применения. При напряжениях U_1 , U_2 , отличающихся в 1,3—3 раза, автотрансформатор используется не только для вспомогательных целей (в схемах пуска двигателей переменного тока, регулирования напряжения), но и в качестве преобразователей весьма большой мощности (сотни тысяч киловольт-ампер) в энергосистемах. Применение автотрансформаторов предельных размеров позволяет значительно превзойти предельные мощности трансформаторов и решить задачу экономичного преобразования энергии в весьма мощных системах.

В настоящее время автотрансформаторы выполняются как однофазными, так





и трехфазными, причем в последних обмотки преимущественно соединяются звездой, что обеспечивает наименьшую величину S_{эм}/S и позволяет иметь нейтральную точку. Для устранения нежелательных явлений, вызываемых процессом намагничивания при наличии обмоток, соединенных звездой (гл. 9), в трехфазных автотрансформаторах устраивается дополнительная обмотка, соединенная треугольником и имеющая с остальными обмотками только электромагнитную связь.

§ 11-2. Уравнения и схема замещения автотрансформатора

Уравнения напряжения последовательной и общей обмоток автотрансформатора имеют обычный вид:

$$\dot{U}_{n} = \dot{E}_{n} - \dot{I}_{n} Z_{n},$$
 (11-5)

$$\dot{U} = \ddot{E} - IZ, \qquad (11-6)$$

$$\frac{E}{\dot{E}_{\rm n}} = \frac{E}{E_{\rm n}} = \frac{w}{w_{\rm n}} = k_A, \qquad (11-7)$$

где \dot{E} , $\dot{E}_{\rm m}$ — э. д. с., индуктируемые в обмотках потоком сердечника; \dot{U} , $\dot{U}_{\rm m}$, \dot{I} , $\dot{I}_{\rm m}$ — напряжения на зажимах обмоток и токи в них; $Z_{\rm m} = r_{\rm m} + jx_{\rm sm}$, $Z = r + jx_{\rm s}$, $r_{\rm m}$, r - активные сопротивления обмоток; $x_{\rm sm}$, $x_{\rm s} -$ индуктивные сопротивления рассеяния обмоток.

Уравнение м. д. с. автотрансформатора также ничем не отличается от аналогичного уравнения трансформатора, и при пренебрежении намагничивающим током будем иметь:

$$\dot{I}_{n} + k_{A}\dot{I} = 0,$$
 (11-8)

Кроме того, для любого автотрансформатора можно написать уравнение напряжения по замкнутому контуру: первичная сторона — последовательная обмотка — вторичная сторона (рис. 11-1):

$$\dot{U}_1 + \dot{U}_{\pi} - \dot{U}_2 = 0. \tag{11-9}$$

Исключим из уравнений (11-5), (11-6) э. д. с. обмоток, для чего разделим (11-6) на k_A и из полученного результата вычтем (11-5); тогда, используя выражение м. д. с. (11-8), получим:

$$\frac{\dot{U}}{k_A} - \dot{U}_{\pi} = \dot{I}_{\pi} Z_{\kappa},$$
 (11-10)

где $Z_{\kappa} = Z_{\Pi} + Z/k_A^2$. Сопротивление $Z_{\Pi} + Z/k_A^2$ в соответствии с данными § 7-5 представляет собой сопротивление короткого замыкания обычного трансформатора, обмотки которого имеют сопротивления Z_п и Z, причем короткое замыкание производится на зажимах обмотки с сопротивлением Z.

К общим уравнениям (11-5) — (11-10) необходимо добавить также дополнительные уравнения напряжения и токов для контуров, определяемых конкретной схемой соединения обмоток автотрансформатора. Для понижающего автотрансформатора (схема рис. 11-1, а) они имеют вид:

$$\dot{U}_1 + \dot{U}_{\pi} + \dot{U} = 0,$$
 (11-11)

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_{\pi} - \dot{I},$$
 (11-12)

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{\pi}.$$
 (11-13)

Аналогичны уравнения для повышающего автотрансформатора (схема рис. 11-1, в):

$$\dot{U}_1 - U = 0,$$
 (11-14)

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_n - \dot{I},$$
 (11-15)

$$I_2 = I_{\rm m}.$$
 (11-16)

По приведенным уравнениям можно построить схему замещения автотрансформатора. Представляя последний некоторым сопротивлением, по-



Рис. 11-3. Схема замешения автотрансформатора.

лучим схему замещения в общем виде, показанном на рис. 11-3. На вторичной стороне схемы замещения протекает ток первичной стороны автотрансформатора і. Поэтому вместо действительного напряжения \dot{U}_2 на ней должно быть приведенное напряжение \dot{U}_{2} ; оно определяется исходя из равенства как активной, так и реактивной мощности на вторичной стороне

автотрансформатора и его схемы замещения, т. е. из условия

$$m\dot{U}_{2}\dot{I}_{2} = m\dot{U}_{2}\dot{I}_{2},$$
 (11-17)

причем $\dot{I}'_2 = \dot{I}_1$. Из (11-17) находим:

$$\dot{U}_{2}' = \dot{U}_{2} \frac{\ddot{I}_{2}}{\ddot{I}_{1}}.$$
 (11-18)

Для понижающего автотрансформатора на основании (11-12), (11-13), (11-8) получим:

$$\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = 1 + \frac{1}{k_A} = k.$$

Для повышающего автотрансформатора в соответствии с (11-15), (11-16), (11-8) будем иметь:

$$\frac{\dot{l}_2}{\dot{l}_1} = \frac{k_A}{1+k_A} = k.$$

Таким образом, при пренебрежении намагничивающим током автотрансформатора в любом случае отношение \dot{I}_2/\dot{I}_1 вещественно и равно k; поэтому, согласно (11-18),

$$\dot{U}_2' = \dot{U}_2 k,$$
 (11-19)

$$\dot{I}_{2} = \dot{I}_{1} = \frac{\dot{I}_{2}}{k}.$$
(11-20)

Сопротивление схемы замещения $Z_{\mathfrak{s}}$, как видно из рис. 11-3 и соотношения (11-19), в общем виде равно

$$Z_{2} = \frac{\dot{U}_{1} - \dot{U}_{2}}{\dot{I}_{1}} = \frac{\dot{U}_{1} - \dot{U}_{2}k}{\dot{I}_{1}}.$$
 (11-21)

Подставляя в (11-21) \dot{U}_1 из (11-11), \dot{U}_2 из (11-9), получим с учетом (11-10) и (11-13) для понижающего автотрансформатора:

$$Z_{\mathfrak{d}} = Z_{\mathfrak{K}}.\tag{11-22}$$

Подставляя в (11-21) U_1 из (11-14), \dot{U}_2 из (11-9), \dot{I}_1 из (11-15), получаем с учетом (11-10) и (11-8) для повышающего автотрансформатора:

$$Z_{\mathfrak{g}} = Z_{\mathfrak{g}} k^2, \tag{11-23}$$

где

$$k = \frac{k_A}{1 + k_A}.$$

Из выражений (11-19) — (11-23) следует, что схема замещения авто трансформатора такая же, как у обычного трансформатора, если не считать того, что в сопротивлении короткого замыкания Z_{κ} автотрансформатора приведение сопротивления короткозамкнутой обмотки произво дится по коэффициенту трансформации k_A , тогда как приведение величии вторичной стороны к первичной стороне выполняется по коэффициенту k

§ 11-3. Режимы холостого хода и короткого замыкания автотрансформатора

Эти режимы могут быть использованы для экспериментального опре деления ряда параметров автотрансформатора.

По данным опыта короткого замыкания находятся потери в обмотках для заданного тока $p_{\rm M}$ и параметры короткого замыкания; при короткозамкнутой общей обмотке ($U_2 = 0$ для понижающего автотрансформатора — схема рис. 11-1, *a*; $U_1 = 0$ для повышающего автотрансформатора схема рис. 11-1, *b*) это сопротивления:

$$Z_{\kappa} = Z_{\pi} + \frac{Z}{k_{A}^{2}}, \quad r_{\kappa} = r_{\pi} + \frac{r}{k_{A}^{2}}, \quad x_{\kappa} = x_{s\pi} + \frac{x_{s}}{k_{A}^{2}}.$$

Потери в автотрансформаторе меньше, чем в трансформаторе, при оди наковой проходной мощности.

Примем, что при изменении полной электромагнитной мощности трансформатора и автотрансформатора $S_{\rm 3M}$ в некоторых пределах их электромагнитные нагрузки — индукция в сердечнике B и плотности тока в обмотках — сохраняются неизменными, а все геометрические размеры изменяются пропорционально друг другу (трансформаторы или автотрансформаторы геометрически подобны). Тогда мощность $S_{\rm 3M}$ в соответствии с (11-3) пропорциональна четвертой степени линейного размера:

$$S_{\rm PM} \sim l^4. \tag{11-24}$$

Потери I²r в любой обмотке можно представить в виде:

$$I^2 r = \delta^2 \rho V_{\rm M}, \qquad (11-25)$$

где δ — плотность тока в обмотке; ρ — удельное сопротивление материала обмотки; V_м — объем обмотки. Для геометрически подобных трансформаторов или автотрансформаторов потери в обмотках *р*_м, как это видно из (11-25), пропорциональны третьей степени линейного размера:

$$p_{\rm M} \sim l^3$$
. (11-26)

Из (11-26) следует, что потери в обмотках автотрансформатора и трансформатора связаны с линейными размерами автотрансформатора (l) и трансформатора (l') соотношением:

$$\frac{p_{\mathsf{M}}}{p_{\mathsf{M}}'} = \left(\frac{l}{l'}\right)^3. \tag{11-27}$$

С другой стороны, отношение полных электромагнитных мощностей автотрансформатора $S'_{\text{эм}}$ и трансформатора $S'_{\text{эм}}$ (равной проходной мощности S) на основании (11-24) имеет вид:

$$\frac{S_{\mathfrak{PM}}}{S'_{\mathfrak{PM}}} = \frac{S_{\mathfrak{PM}}}{S} = \left(\frac{l}{l'}\right)^4. \tag{11-28}$$

Отметим, что при одинаковом отношении наибольшего напряжения к наименьшему из напряжений первичной и вторичной сторон автотрансформатора величина $S_{\rm am}/S$, как показывают (11-3) и (11-4), одинакова для понижающего и повышающего автотрансформаторов.

Сопоставляя (11-27) и (11-28), находим:

$$\frac{p_{\rm M}}{p_{\rm M}'} = \frac{p_{\rm M}/S}{p_{\rm M}'/S} = \left(\frac{S_{\rm BM}}{S}\right)^{3/4}.$$
(11-29)

Так, при $S_{_{9M}}/S = 0.5$ ($k_A = 1.0$) потери $p_{_M}$ составляют (0.5)³/₄ = 0.59 от потерь $p'_{_M}$ при одинаковой проходной мощности трансформатора и автотрансформатора.

Напряжение короткого замыкания $u_{\rm R}$ и его составляющие $u_{\rm Ka}$ и $u_{\rm Kr}$ в автотрансформаторе меньше, чем в трансформаторе, при одинаковых значениях проходной мощности S.

Так, для понижающего автотрансформатора (схема рис. 11-1, *a*) с учетом (11-28)

$$u_{\rm Ka} = \frac{I_{1\rm H}r_{\rm K}}{U_{1\rm H}} = \frac{P_{\rm M,\rm H}}{S_{\rm H}} = \frac{P_{\rm M,\rm H}}{S_{\rm H}} \left(\frac{S_{\rm PM}}{S}\right)^{3/4} = u_{\rm Ka}^{\prime} \left(\frac{S_{\rm PM}}{S}\right)^{3/4},$$
(11-30)

где $u_{\rm ka}$, $u'_{\rm ka}$ — активные составляющие напряжения короткого замыкания автотрансформатора и трансформатора; индексом «н» отмечены номинальные величины.

Реактивная составляющая напряжения короткого замыкания автотрансформатора *u_{кr}* с учетом (11-4) равна

$$u_{\rm Kr} = \frac{I_{\rm 1H} x_{\rm K}}{U_{\rm 1H}} = \frac{I_{\rm 1H} x_{\rm R}}{U_{\rm 1H}} \cdot \frac{U_{\rm IH}}{U_{\rm 1H}} \approx u_{\rm KrT} \frac{E_{\rm II}}{E_{\rm II} + E} = u_{\rm KrT} \frac{1}{1 + k_{\rm A}} = u_{\rm KrT} \left(\frac{S_{\rm 3M}}{S}\right), \quad (11-31)$$





Рис. 11-4. Векторные диаграммы автотрансформаторов: a — понижающий автотрансформатор, $k_A = 2$, k = 1.5; 6 — повышающий автотрансформатор, $k_A = 2$, $k = \frac{2}{3}$.

где $U_{\rm nh}$ — номинальное напряжение последовательной обмотки автотрансформатора; $u_{\rm Krr} = I_{\rm 1h} x_{\rm K} / U_{\rm nh}$ — реактивная составляющая напряжения короткого замыкания трансформатора той же электромагнитной мощности, что и рассматриваемый автотрансформатор.

Можно показать, что величина $u_{\kappa r \tau}$ в геометрически подобных трансформаторах пропорциональна линейному размеру. Поэтому реактивная составляющая напряжения короткого замыкания $u_{\kappa,r}$ трансформатора, имеющего такую же проходную мощность, что и автотрансформатор, связана с напряжением $u_{\kappa r \tau}$ соотношением:

$$u_{\mathrm{K}T} = u_{\mathrm{K}T}^{\prime} \frac{l}{l^{\prime}} = u_{\mathrm{K}T}^{\prime} \left(\frac{S_{\partial \mathrm{M}}}{S}\right)^{1/4}.$$

Подставляя это значение $u_{\kappa r \tau}$ в (11-31), найдем:

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{K}r} = \boldsymbol{u}_{\mathrm{K}r}^{'} \left(\frac{\mathcal{S}_{\mathrm{\partial M}}}{\mathcal{S}}\right)^{5/4}.$$
 (11-32)

Напряжение короткого замыкания автотрансформатора равно: $u_{\kappa} = \sqrt{u_{\kappa a}^2 + u_{\kappa r}^2}$. Для автотрансформаторов (трансформаторов) большой мощности $u_{\kappa} \approx u_{\kappa r}$ ($u_{\kappa}' \approx u_{\kappa r}'$), и на основании (11-32) будем иметь:

$$u_{\mathrm{R}} \approx u_{\mathrm{R}}' \left(\frac{S_{2\mathrm{M}}}{S}\right)^{5/4}$$
. (11-33)

Например, если $S_{\rm PM}/S = 0.5$, $u_{\rm K} \approx 0.42 \, u'_{\rm K}$, т. е. напряжение короткого замыкания у автотрансформатора значительно меньше, чем у трансформатора, построенного на ту же проходную мощность.

Малые значения $u_{\rm k}$ могут оказаться опасными для автотрансформатора (см. § 41-3), поэтому принимаются специальные конструктивные меры для некоторого увеличения напряжения короткого замыкания.

Приведенные выше соотношения справедливы не только для понижающего, но и для повышающего автотрансформатора.

По данным опыта холостого хода находятся коэффициенты трансформации k_A и k, потери в сердечнике и намагничивающий ток.

Потери в сердечнике $p_{\rm c}$ (см. гл. 7) пропорциональны квадрату индукции и объему сердечника, поэтому для геометрически подобных трансформаторов или автотрансформаторов

$$p_{\rm c} \sim l^3$$
. (11-34)

Из (11-34) и (11-28) следует, что потери в стали автотрансформатора p_c и трансформатора p'_c , имеющих одинаковую проходную мощность, связаны соотношением, аналогичным соотношению между потерями в обмотках (11-29), а именно:

$$\frac{p_{\rm c}}{p_{\rm c}'} = \frac{p_{\rm c}/S}{p_{\rm c}/S} = \left(\frac{l}{l'}\right)^3 = \left(\frac{S_{\rm \partial M}}{S}\right)^{3/4}.$$
(11-35)

§ 11-4. Режим нагрузки автотрансформатора

Режим нагрузки автотрансформатора может быть рассчитан по уравнениям (11-5) — (11-16). Качественные соотношения между различными токами и напряжениями автотрансформатора наглядно устанавливаются с помощью векторных диаграмм, которые приведены на рис. 11-4. Диаграммы построены по известным величинам \dot{U}_1 и \dot{I}_1 . Для понижающего автотрансформатора использовано уравнение напряжения, получающеся в результате сложения (11-10) и (11-11): $\dot{U}_1 - \dot{I}_n Z_{\kappa} = -\dot{U} \left(1 + \frac{1}{k_A}\right) =$ $= -\dot{U}k$; для повышающего автотрансформатора — соотношение между токами: $\dot{I}_n = \dot{I}_1 \frac{k_A}{1+k_A} = \dot{I}_1 k$, вытекающее из (11-8) и (11-15).

Изменение напряжения на вторичной стороне автотрансформатора вычисляется по формулам, полученным ранее для двухобмоточного трансформатора, так как схемы замещения в обоих случаях одинаковы. Поскольку, однако, напряжение короткого замыкания и его составляющие в автотрансформаторе меньше, чем в трансформаторе на ту же проходную мощность, то и величина изменения напряжения в автотрансформаторе меньше, чем в трансформаторе.

Анализ потерь в автотрансформаторе, приведенный в § 11-3, показывает, что к. п. д. у автотрансформатора выше, чем у трансформатора.

РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ТРАНСФОРМАТОРОВ

§ 12-1. Общие соображения

При изменении нагрузок в электрической сети напряжение в отдельных ее точках меняется. Это явление нежелательно, поскольку: а) нормальный режим работы большинства потребителей электрической энергии обеспечивается при постоянном напряжении; б) могут увеличиться потери энергии во всей сети в целом. Поэтому возникает необходимость в регулировании напряжения в различных точках электрической сети.

В большинстве случаев требуемое изменение напряжения не может быть осуществлено с помощью регулирования на генераторах электрической энергии, которые включены в определенные точки сети, отделенные от узлов нагрузок различными электрическими сопротивлениями. Такое регулирование не обеспечивает необходимого и независимого изменения напряжения в различных точках сети, может привести к ненужному увеличению перетоков реактивной мощности в системе и к соответствующему увеличению потерь энергии и потому не решает проблемы регулирования напряжения в электрической сети.

Желательные уровни напряжения обеспечиваются посредством регулирования напряжения трансформаторов. а также совместного регулирования напряжения на трансформаторах и реактивной мощности у ее источников (например, синхронных компенсаторов, § 23-7).

Ниже рассматриваются способы регулирования напряжения с помощью трансформаторов. При этом имеется в виду широко применяемое ступенчатое регулирование, когда напряжение может изменяться скачками заданной величины. Такое регулирование осуществляется с помощью либо вспомогательного устройства на силовом трансформаторе, либо специального добавочного трансформатора, устанавливаемого совместно с силовым.

Здесь не рассматриваются трансформаторы с плавным регулированием напряжения, достигаемым за счет изменения магнитной связи между обмотками (трансформаторы с передвижной короткозамкнутой обмоткой, с подмагничиванием постоянным током, с изменением взаимного положения осей обмоток и др.), а также трансформаторы с мелкоступенчатым регулированием, выполняемые на мощность до нескольких *Мва*.

§ 12-2. Регулирование напряжения с помощью внутренних устройств трансформатора

Для изменения напряжения на вторичных зажимах трансформатора предусмотрена возможность ступенчатого регулирования в некоторых пределах его коэффициента трансформации. Для этого обычно на обмотках ВН и СН делаются дополнительные выводы — ответвления, позволяющие изменять число витков обмотки, находящихся в работе.

У отечественных силовых трансформаторов малой и средней мощности напряжение указанным способом может регулироваться на $\pm 5\%$ от номинального (три уровня напряжения); у трансформаторов большой мощности — на $\pm 2,5\%$, $\pm 5\%$ от номинального (пять уровней напряжения) и более (до 16 ступеней напряжения). За рубежом выпускаются силовые трансформаторы с широким диапазоном регулирования напряжения, доходящим до $\pm 22\%$ от номинального значения.

На рис. 12-1 показаны некоторые схемы расположения ответвлений от регулируемой части обмотки. Характерной особенностью этих схем является расположение отключаемых витков либо посредине обмотки (рис. 12-1, a, b, c, d), либо — при относительно большом их количестве в двух местах по высоте стержня (рис. 12-1, a). Это необходимо для уменьшения радиального потока рассеяния обмоток при отключенных регулировочных витках, что ограничивает механические силы при коротком замыкании трансформатора (§ 41-3). Схема, представленная на рис. 12-1, a,



Рис. 12-1. Схемы расположения ответвлений обмоток трехфазных трансформаторов. На рис. б-д показана одна фаза.



Рис. 12-2. Схема расположения ответвлений обмотки однофазного трансформатора.

форматора.

позволяет иметь три уровня напряжения: номинальное — при соединении зажимов $A_3 - A_4, B_3 - B_4, C_3 - C_4$; напряжение, отличающееся на $\pm 5\%$ от номинального, — при соединении зажимов $A_2 - A_3$ и $A_4 - A_5$ и аналогичных зажимов в фазах *B* и *C*.

Схема на рис. 12-1, б используется для регулирования напряжения на $\pm 2,5$ и $\pm 5\%$ от номинального на обмотках ВН с напряжением 110 кв и обмотках СН или НН с напряжением 35 кв.

Схема на рис. 12-1, в с вводом посредине обмотки применяется для обмоток ВН классов 220 и 330 кв.

Схема с вводом на конце обмотки (рис. 12-1, г) обычно выбирается для обмоток ВН с напряжением 110 кв.

Для трансформаторов средних мощностей с классом высшего напряжения 6-10 *кв* более простой является схема рис. 12-1, ∂ с регулировкой напряжения в нейтрали.

У однофазных двухстержневых трансформаторов средних и больших мощностей при напряжении до

110 кв включительно обмотки соединяют параллельно (рис. 12-2) и выполняют с разными направлениями намотки.

В трансформаторах с многослойной цилиндрической обмоткой стремятся выполнить ее так, чтобы каждая регулировочная ступень соответствовала одному слою обмотки (рис. 12-3).

Для уменьшения регулировочной части обмотки трансформатора иногда используют переключатель полярности, позволяющий использовать одну и ту же часть обмотки как для повышения, так и для понижения напряжения.

Для изменения числа витков обмотки трансформатор снабжается специальным переключающим устройством, конструкция которого зависит от схемы, диапазона и способа регулирования напряжения. Применяются два способа регулирования: а) при отключенном от сети трансформаторе; б) под нагрузкой трансформатора. В первом случае переключение ответвлений на обмотках производится только после отключения всех обмоток трансформатора от сети, во втором — в процессе нормальной работы трансформатора, когда обмотки обтекаются рабочими токами.

Переключающее устройство в принципе состоит из переключателя ответвлений — системы неподвижных контактов, соединенных с ответвлениями обмотки, и системы движущихся контактов, замыкающих определенные неподвижные контакты между собой, а также привода переключателя. Схемы контактной системы переключателей, действующие при отключенном от сети трансформаторе, приведены на рис. 12-4. Приводы таких переключателей выполняются ручными и располагаются на крышке ($U \leq 110 \ \kappa$ в) или стенке ($U = 220, 330 \ \kappa$ в) бака.

В настоящее время широко применяются трансформаторы с регулированием напряжения под нагрузкой. У таких трансформаторов переключающее устройство дополняется контакторами (выключателями) и токоограничивающим сопротивлением. Дело в том, что переключатели ответвлений не приспособлены для разрыва цепи с током, и эту операцию приходится возлагать на специальные контакторы, включаемые последовательно с переключателями. В процессе изменения коэффициента трансформации трансформатора без разрыва цепи тока оказываются замкнутыми витки регулируемой части обмотки. Для того чтобы при этом не образовывался короткозамкнутый контур, применяют токоограничивающее сопротивление в виде реактора или активного сопротивления.

Схема и конструкция рассматриваемого переключающего устройства зависят от того, какое сопротивление использовано для ограничения тока — активное или реактивное. Активное сопротивление способно выдерживать лишь кратковременное протекание тока. Поэтому в устройстве с таким сопротивлением должно быть обеспечено завершение цикла переключения даже при неисправности механизма. Переключающее устройство с активным сопротивлением компактно, характеризуется значительным сроком службы контакторов (разрываемый ток и восстанавливающееся напряжение совпадают по фазе). Основное преиму-

щество переключающего устройства с реактором состоит в простоте изготовления и надежности.

Наибольшее распространение получила схема включения реактора со средней точкой. На рис. 12-5 показаны отдельные фазы переключения в такой схеме. В рабочем положении схемы (рис. 12-5, а, д) обе половины реактора обтекаются одинаковыми токами, направленными навстречу, поэтому падение напряжения в реакторе незначительно. Операции переключения в обеих ветвях устройства начинаются с разрыва цепи тока контактором К₁ или К₂; затем переключатель ответвлений П₁ или П₂ перевопится в надлежащее положение, повключает сле чего контактор снова



Рис. 12-3. Схема расположения ответвлений в слоевой обмотке трансформатора.

обмотка НН; 2, 3 — нерегулируемая и регулируемая части обмотки ВН; 4 — стержень магнитопровода.



Рис. 12-4. Схемы контактной системы переключателей: *а* — трехфазный переключатель для схемы обмотки по рис. 12-1, *a*; *б* — трехфазный нулевой переключатель для схемы обмотки по рис. 12-1, *д*; *в* — однофазный переключатель для схемы обмотки по рис. 12-2.



Рис. 12-5. Схема действия переключающего устройства с реактором. 1, 2 → нерегулируемая и регулируемая части обмотки с током I; P — реактор.

соответствующую ветвь. В промежуточном положении (рис. 12-5, s) часть регулируемой обмотки трансформатора оказывается замкнутой через реактор. По отношению к току I_c , текущему в замкнутом контуре в одном и том же направлении через обе половины реактора, последний представляет значительное сопротивление x_p , которое выбирается так, чтобы ток I_c не превосходил половины номинального тока обмотки. Переключающее устройство с реактором обычно рассчитывается на длительную работу в промежуточном положении регулирования (рис. 12-5, s).

Все операции переключения производятся с помощью моторного или ручного привода, устанавливаемого в специальном кожухе на стенке бака трансформатора. Моторный привод применяется в схемах автоматического регулирования напряжения. Контакторы размещают под приводом в специальном масляном баке, поскольку при их работе образуется электрическая дуга, ухудшающая электроизоляционные свойства масла.

В трансформаторах с весьма тяжелыми условиями работы число переключений может достигать 100 тыс. в год. Поэтому для улучшения условий гашения дуги в контакторах в схемах с реакторами применяют быстродействующее переключение (допустимое время горения дуги в устройствах с реакторами обычно не более 2—3 полупериодов переменного тока). При значительных мощностях простое увеличение скорости движения контактов оказывается недостаточным и приходится применять дугогасительные устройства.

Упрощенная схема переключающего устройства сактивным токоограничивающим сопротивлением представлена для одной из фаз на рис. 12-6. В исходном положении (рис. 12-6, а) быстродействующий контактор K соединен через переключатель ответвлений \varPi_1 с отводом 3 обмотки трансформатора. Проводящие секторы контактора на схеме условно показывают кинематически связанные рабочие и искрогасительные контакты. Переключение обмотки с отвода 3 на соседний отвод 4 происходит следующим образом. Сперва размыкается рабочий контакт контактора, соединенный с переключателем П₁ (рис. 12-6, б), причем разрыв тока шунтируется сопротивлением r_1 . Затем через второй искрогасительный контакт, сопротивление r_2 и переключатель Π_2 образуется вторая ветвь для рабочего тока (рис. 12-6, в). Далее через искрогасительный контакт размыкается цепь переключателя П₁ (рис. 12-6, г), и, наконец, включается рабочий контакт в цепи переключателя II2, шунтирующий сопротивление г2, чем и заканчивается переключение обмотки с отвода 3 на отвод 4 (рис. 12-6, ∂).

Быстродействующие контакторы с токоограничивающими сопротивлениями монтируются в специальном масляном баке или коробке,



Рис. 12-6. Схема действия переключающего устройства с активным сопротивлением.



Рис. 12-7. Схема регулировочного автотрансформатора.

1, 2 — общая и последовательная обмотки; ПУ — переключающее устройство. устанавливаемой на вводах трансформа тора. Время горения дуги в контакторобычно не превышает 0,01 сек.

Следует отметить, что, несмотря на достаточно надежную работу контакторов в схемах регулирования напряжения транс форматоров под нагрузкой, в последние годы исследуется вопрос о замене из дросселями с подмагничиванием постоянным током.

В ряде случаев для регулирования напряжения целесообразно применяти регулировочные автотранс форматоры. У таких автотрансфор

маторов по всей последовательной обмотке сделаны отводы, так что может быть включено то или иное число витков этой обмотки.

На рис. 12-7 приведена схема регулировочного автотрансформатора в котором применен переключатель полярности $\Pi\Pi$, позволяющий осуществить согласное и встречное включение последовательной обмотки в цепь. Как указывалось выше, это позволяет уменьшить регулировочную часть обмотки (в данном случае последовательную обмотку) при заданном диапазоне регулирования напряжения, т. е. уменьшить размеры автотрансформатора. Изменение положения переключателя $\Pi\Pi$ происходит при отсутствии тока в цепи, когда переключающее устройство находится на отводе 0, т. е. когда последовательная обмотка отключена.

§ 12-3. Регулирование напряжения с помощью добавочного трансформатора

При весьма значительных мощностях и высоком напряжении трансформаторов описанная выше аппаратура для регулирования напряжения под нагрузкой становится громоздкой и трудно выполнимой. В этих случаях регулирование напряжения осуществляется при помощи д обавочного (вольтодобавочного) трансформатора или, точнее, вольтодобавочного) трансформатора и регулировочного автотрансформатора и трансформатора.

Схема включения агрегата приведена на рис. 12-8. Напряжение вторичной обмотки последовательного трансформатора $\Pi T \Delta \dot{U}$ складывается с напряжением линии и изменяет его с \dot{U}_{n1} на \dot{U}_{n2} . Величина вводимого напряжения $\Delta \dot{U}$ может изменяться посредством регулирования напряже-

ния автотрансформатора РА, подводимого к первичной обмотке последовательного трансформатора. Комбинируя возможные схемы сопряжения трехфазных обмоток (звезда, треугольник) в трансформаторах вольтодобавочного агрегата, можно получить напряжения $\Delta \dot{U}$ и \dot{U}_{n1} не только в фазе или противофазе («продольное» регулирование напряжения), но и сдвинутые на углы \pm 60°, \pm 120° и -90° , $+90^{\circ}$. В этом случае регулируемое напряжение \dot{U}_{n2} будет меняться не только по величине, но и по фазе. Правда, изменение фазы напряжения \dot{U}_{π^2} бvдет однозначно зависеть от его величины. Введение составляющей напряжения $\Delta \dot{U}$, сдвинутой по фазе на $\pm 90^{\circ}$ к напряжению $\dot{U}_{_{\rm II}}$, называют по перечным регулированием напряжения.



Рис. 12-8. Схема включения вольтодобавочного агрегата с регулировочным автотрансформатором. *ПП* — переключатель полярности обмотки; *ПЗ*^{*} — переключающее устройство.

Схема рис. 12-8 с регулировочным автотрансформатором применяется обычно для напряжения \dot{U}_{n1} , не превышающего 11 кв. При размещении агрегата рядом с силовым трансформатором регулировочный автотрансформатор может быть включен на стороне низшего напряжения трансформатора. При наличии заземленной нейтрали на стороне высшего напряжения силового трансформатора последовательный трансформатор вольтодобавочного агрегата включают со стороны нейтрали. Этим снижают рабочее напряжение и уменьшают токи короткого замыкания последовательного трансформатора по сравнению со случаем, когда он включен за линейными зажимами силового трансформатора.

При установке вольтодобавочного агрегата вдали от силовых трансформаторов и высоком регулируемом напряжении вместо регулировочного автотрансформатора может оказаться более целесообразным применение регулировочного трансформатора.

При независимом продольно-поперечном регулировании напряжения, когда составляющие вводимого вольтодобавочным агрегатом напряжения под углами 0 (180°) и \pm 90° к регулируемому \dot{U}_{n1} изменяются независимо друг от друга, применяется более сложный и дорогой агрегат. Один из трансформаторов в нем, регулировочный или последовательный, должен выполняться трехобмоточным.

Мощность наиболее крупных вольтодобавочных агрегатов достигает нескольких сотен тысяч киловольт-ампер в единице.

НАГРЕВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

§ 13-1. Установившийся тепловой процесс в трансформаторе

а) СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ

При работе трансформатора под нагрузкой в его сердечнике и обмотках непрерывно выделяется энергия (потери), в результате чего отдельные части трансформатора нагреваются. Наибольшую температуру имеют обмотки и сердечник трансформатора, которые располагаются либо в воздушной среде (т р а н с ф о р м а т о р ы с в о з д у ш н ы м о х л а ж д е н и е м), либо в масляной (т р а н с ф о р м а т о р ы с м а с л я н ы м о х л а ж д е н и е м). При постоянстве теплового потока от них к охлаждающей среде наступает установившийся тепловой режим, характерной чертой которого является постоянство температур частей трансформатора. (Предполагается неизменная нагрузка трансформатора).

Кроме температуры какой-либо части трансформатора ϑ , важное значение имеет превышение ее температуры над температурой охлаждающей среды ϑ_0 , т. е. $\vartheta - \vartheta_0$. В дальнейшем для краткости будем называть эту величину «превышением температуры».

В установившемся тепловом режиме все тепло (потери *p*), выделяемое в некотором теле, отводится через его поверхность *S*, и поэтому превышение температуры данного тела

$$\vartheta - \vartheta_0 = \frac{p}{kS} = \frac{W}{k},\tag{13-1}$$

где k, W — удельные значения коэффициента теплоотдачи и теплового потока.

Из (13-1) видно, что

обеспечение желаемой температуры тела ϑ при известной температуре охлаждающей среды ϑ_0 и заданном удельном тепловом потоке требует определенной интенсивности охлаждения (величина k).

В трансформаторах вместе с ростом их номинальной мощности увеличи. вается удельный тепловой поток от сердечника и обмоток. Поэтому, как следует из (13-1), для сохранения рабочих температур в трансформаторе необходимо повышать интенсивность охлаждения с увеличением его номинальной мощности. Наименее эффективно охлаждение обмоток и сердечника трансформатора в воздушной среде. Вследствие этого подобные трансформаторы в СССР выполняются только на мощность до 750 ква.

Преимущественное распространение нашли трансформаторы с масляной охлаждающей средой. Коэффициент теплоотдачи обмотки, погруженной в масло (с учетом явления конвекции в масле), примерно в 10 раз больше, чем для обмотки, расположенной в воздухе, когда теплоотдача происходит за счет лучеиспускания и воздушной конвекции. И несмотря на то, что между маслом и окружающей средой имеется еще один перепад температур, масляное охлаждение значительно более эффективно, чем воздушное. Большая теплоемкость масла повышает способность трансформатора переносить кратковременные перегрузки.

Различают естественное и принудительное масляное охлаждение. В первом случае перемещение масла, заполняющего бак трансформатора, представляет естественную циркуляцию его частиц: в массе масла возникают конвекционные потоки, обусловленные различной температурой масла в верхних и нижних слоях (рис. 13-1). Охлаждающее масло поднимается вверх, омывая сердечник и обмотки, от которых тепло путем конвекции переходит в масло. Последнее, достигая крышки бака, изменяет направление движения и опускается вдоль стенок бака, отдавая тепло. Далее тепловой поток посредством теплопроводности проходит через стенки бака и рассеивается с его наружной поверхности в воздух путем конвекции и лучеиспускания.

Распределение температур масла ϑ_{M} , обмоток ϑ_{06} , сердечника ϑ_{c} и стенок бака ϑ_{0} по высоте трансфор-

стенок бака 0_5 по высоте трансформатора показано на рис. 13-1. Как видно из рисунка, температуры отдельных частей трансформатора не остаются одинаковыми по его высоте: наибольшие температуры образуются в верхней части трансформатора. Средние значения перепадов температур при естественном масляном охлаждении и номинальной нагрузке трансформатора примерно равны: $\vartheta_{05} - \vartheta_{M} =$ $= 20 \div 25^{\circ}$ C; $\vartheta_c - \vartheta_M = 20 \div 30^{\circ}$ C; $\vartheta_M - \vartheta_0 = 40 \div 45^{\circ}$ C; $\vartheta_M - \vartheta_5 =$ $= (0,06 \div 0,07) \vartheta_{H}$. Перепад температур в стенке бака незначителен.

Для усиления теплоотдачи с обмоток и сердечника в масло



Рис. 13-1. Примерная картина конвекционных токов масла и распределение температур отдельных частей трансформатора по его высоте.

1 — обмотки; 2 — сердечник; 3 — масло; 4 — стенка бака; 5 — крышка бака; 6 — окружающий воздух.

241



Рис. 13-2. Баки трансформаторов с естественным масляным охлаждением: *а* — с волнистой стенкой (вид в плане); *б* — трубчатый; *в* — со съемными радиаторами.

1 — стенка бака; 2 — трубы; 3 — масло.

увеличивается поверхность их соприкосновения. С этой целью в обмотках, а иногда и в сердечнике устраиваются каналы для охлаждения. Сохранение перепада температуры между маслом и окружающим воздухом в трансформаторах нарастающей номинальной мощности S_н требует увеличения поверхности теплоотдачи бака.

Обычно применяются: при $S_{\rm H} \leqslant 50$ ква — бак с гладкими стенками; при $S_{\rm H}$ до 1800 ква — волнистый или трубчатый баки; при $S_{\rm H}$ до 10000 ква — бак со съемными радиаторами (рис. 13-2).

Для трансформаторов, номинальная мощность которых находится в пределах 10 000—60 000 ква, естественное масляное охлаждение усиливается за счет обдува радиаторов воздухом (трансформаторы с дутьем). При этом коэффициент теплоотдачи с поверхности радиаторов заметно возрастает. У отечественных трансформаторов мощность при отключенном дутье, допустимая по тепловому режиму, составляет 70% от номинальной мощности при включенном дутье.

В современных конструкциях применяется индивидуальный обдув радиаторов (рис. 13-3), при котором энергия, потребляемая вентиляторами, в пять-шесть раз меньше, чем при централизованном дутье с помощью одной вентиляторной установки.

В трансформаторах весьма большой мощности ($S_{\mu} > 60\ 000\ \kappa ea$) применяют еще более эффективную систему принудительного масляного охлаждения. Сущность ее заключается в том, что масло отдает тепло в специальном охладителе вне масляного бака. Масло совершает

с помощью специального насоса принудительную циркуляцию по замкнутому контуру: бак трансформатора — охладитель (рис. 13-4). Нагретое в трансформаторе масло проходит через охладитель, где оно отдает тепло, и охлажденное снова поступает в трансформатор.

Охлаждение охладителя производится либо воздушным обдувом, либо водой. Недостатком водяного охлаждения является потребность в больших количествах воды, а также опасность загрязнения охладителя со стороны, омываемой водой, что со временем может привести к значительному ухудшению теплопередачи. Конструкция водяного охладителя должна исключать возможность перехода самых незначительных количеств воды в масло для сохранения изоляционных свойств последнего.

Преимущество масляно-водяных охладителей состоит в их малом весе по сравнению с масляно-воздушными охладителями.

• Система принудительного охлаждения весьма эффективна, но требуемые усложнения и удорожание установки делают ее экономичной только для трансформаторов большой мощности или для специальных трансформаторов.

Трансформаторному маслу, применяемому в качестве охлаждающего агента, присущ один недостаток, который особенно проявляется в установках значительной мощности, где объем масла весьма большой, — это низкая температура воспламенения. Указанный недостаток явился причиной внедрения неорганических синтетических масел — хлористых соединений на основе бензола и дифенила. Правда, эти масла выделяют вредные пары и в соприкосновении с воздухом очень быстро теряют изоляционные свойства (стареют), что ограничивает их применение. Поэтому ведутся работы по использованию в качестве охлаждающего агента жидких кремний срганических соединений (силиконов) и негорючих газов. За рубежом построены трансформаторы, заполненные газом SF₆ (элегазом), который имеет принудительную циркуляцию через охладитель. Трансформаторы с газовым охлаждение м имеют значительно меньший вес, чем масляные.

Следует также отметить разработки испарительной системы охлаждения, основанной на совершенно новых принципах. Для испарительного охлаждения используются жидкие соединения фтора с углеродом. Этой жидкостью непрерывно опрыскиваются нагретые активные части трансформатора. Под действием тепла она испаряется, потери преобразуются в скрытую теплоту парообразования. Данный процесс создает благоприятные условия теплопередачи, так как на теплоотдающих поверхностях устанавливается примерно одинаковая температура, зависящая от давления пара внутри бака. Пары фтороорганических веществ инертны по отношению к изоляционным материалам и металлам, невоспламеняемы, безвредны и обладают хорошими диэлектрическими

243



• Рис. 13-3. Радиаторы с индивидуальным обдувом.



свойствами. При давлении 1 *ати* электрическая прочность паров C₇F₁₄ приближается к прочности трансформаторного масла. Для испарительного охлаждения характерна высокая эффективность теплопередачи.

6) ДОПУСТИМЫЕ ТЕМПЕРАТУРЫ В ТРАНСФОРМАТОРЕ

По условиям работы изоляции обмоток и сердечника их температура должна быть ограниченной. Обмотки трансформатора имеют бумажную изоляцию, которая при работе в масляной среде соответствует классу A (§ 2-10). Это значит, что максимальная температура обмоток не должна превосходить 105° С. Кроме температуры обмоток, большое значение, как отмечалось выше, имеет превышение этой температуры над температурой окружающей среды. Из (13-1) следует, что при заданной интенсивности охлаждения (величина k — задана) превышение температуры обмоток определяется в конечном итоге нагрузкой трансформатора.

По ГОСТ температуру окружающего воздуха ϑ_0 принимают равной 35° С и, следовательно, допустимое превышение температуры обмоток $\vartheta_{05} - \vartheta_0$ составляет 70° С.

Таблица 13-1

Часть трансформатора	Допустимые температуры, °С		Допустимые превышения температуры, °С	Метод изме-
	Естественное охлаждение	Принуди- тельное охлаждение	Естественное и принуди- тельное охлаждение	рения тем- пературы
Обмотка с бумажной изоля- цией	105	95	70	По сопро- тивлению обмотки
Сердечник (на поверхности) Масло в верхних слоях	110 95	100 85	75) 60}	Термомет- ром

Наибольшие допустимые температуры и превышения температур (над температурой окружающей среды)

Надо отметить, что бумажная изоляция может нормально работать в течение примерно 20 лет, если длительная температура ее составляет около 90° С. Повышение температуры приводит к заметному сокращению срока службы изоляции: он уменьшается вдвое при каждом увеличении температуры на 8° С (§ 2-10). По этой причине нельзя непрерывно поддерживать максимально допустимую температуру обмотки в 105° С, увеличивая нагрузку трансформатора (т. е. увеличивая превышение температуры) при темпе ратуре окружающей среды, меньше допустимой (35° С). Предельная тем пература обмотки в 105° С установлена ГОСТ с учетом того, что средняя температура окружающего воздуха практически всегда меньше 35° С а нагрузка трансформатора также испытывает колебания.

Поэтому нельзя длительно превосходить не только максимально допустимую температуру, но и допустимое превышение температуры обмоток трансформатора.

В табл. 13-1 приведены наибольшие допускаемые температуры и допу стимые превышения температуры для различных частей трансформатора для двух систем масляного охлаждения: естественной (с дутьем и без дутья) и принудительной с водяным охладителем. Температура окружаю щего воздуха принята равной 35° С, а охлаждающей воды 25° С.

§ 13-2. Неустановившийся тепловой процесс в трансформаторе

При изменении режима работы трансформатора меняются потери в его активных частях и возникает неустановившийся тепловой процесс, когда температуры отдельных частей трансформатора изменяются во времени Расчет температур представляет для трансформатора весьма трудную за дачу, так как он, по существу, является совокупностью нескольких тел с различными физическими свойствами, имеющих неодинаковую температуру по своему объему.

Рассмотрим сперва простейший случай: неустановившийся тепловой процесс в некотором однородном теле, обладающем одинаковой температурой по всему объему. Пусть это тело окружено охлаждающей средой с постоянной температурой ϑ_0 и в начальный момент t = 0 имеет температуру $\vartheta_{\text{нач}}$.

Начиная со времени t = 0 в теле выделяются постоянные потери *р*, которые являются причиной повышения его температуры. Введем обозначения: C — теплоемкость тела; K — коэффициент теплоотдачи с поверхности тела; ϑ — температура тела в произвольный момент времени. Величины C и K имеют общие выражения:

$$C = cG, \quad K = kS, \tag{13-2}$$

где c, k — удельные значения соответственно теплоемкости, $\partial \mathcal{H}/(\kappa r \cdot rpa\partial)$. и коэффициента теплоотдачи, $em/(cM^2 \cdot rpa\partial)$; G, S — вес и величина поверхности тела.

За время dt в теле выделится энергия p dt, которая частично остается в теле и обусловливает повышение его температуры ($C d\vartheta$), а частично в виде тепла рассеивается в окружающую среду. Эта последняя часть энергии равна $K \left(\vartheta - \vartheta_0
ight) dt$. Баланс тепловой энергии приводит к соотношению

$$p dt = C d\vartheta + K(\vartheta - \vartheta_0) dt = C d (\vartheta - \vartheta_0) + K (\vartheta - \vartheta_0) dt, \quad (13-3)$$

или к уравнению

$$\frac{t(\vartheta - \vartheta_0)}{dt} + \frac{1}{T_{\vartheta}}(\vartheta - \vartheta_0) = p/C, \qquad (13-4)$$

где $T_{\theta} = C/K$ носит название постоянной времени нагрева. Решение (13-4) имеет вид:

$$\vartheta - \vartheta_0 = A_1 + A_2 \varepsilon^{-\frac{t}{T_{\vartheta}}}.$$
(13-5)

Постоянные A_1 и A_2 определяются из условий: при t = 0 значение $\vartheta = \vartheta_{\rm Hav};$ при $t = \infty,$ когда наступает установившийся тепловой режим, тело принимает температуру ϑ_y ($\vartheta = \vartheta_y$). Полагая в (13-5) t = 0 и ∞ и подставляя в него соответствующие

значения ϑ , найдем: $A_1 = \vartheta_y - \vartheta_0$, $A_2 = \vartheta_{\text{нач}} - \vartheta_y$.

Окончательно вместо (13-5) получим:

$$\vartheta = \vartheta_{y} + (\vartheta_{\text{ha}} - \vartheta_{y}) \varepsilon^{-\tau_{\vartheta}},$$

$$- \vartheta_{\text{Hay}} = (\vartheta_{y} - \vartheta_{\text{Hay}}) \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{\tau_{\vartheta}}}\right).$$
(13-6)

или

Температура тела в неустановившемся тепловом режиме при сделанных предположениях изменяется по экспоненциальному закону, достигая своего установившегося значения за время, практически равное (3 ÷ 4) T_я (рис. 13-5). Выражение (13-6) опреде-

ляет как нагревание тела ($\vartheta_{y} > \vartheta_{\text{нач}}$), так и его охлаждение ($\vartheta_{\text{нач}} > \vartheta_{y}$).

Դ

В установившемся тепловом режиме, как следует из (13-3), будем иметь: $p = K (\vartheta_{y} - \vartheta_{0})$, откуда K = $= p/(\vartheta_{y} - \vartheta_{0})$. Йодставляя это значение К в выражение для постоянной времени, получим:

$$T_{\vartheta} = \frac{cG}{kS} = \frac{cG}{p} \left(\vartheta_{y} - \vartheta_{0}\right). \quad (13-7)$$

Следует иметь в виду, что коэффициент теплоотдачи К, вообще товоря, зависит от температуры $\vartheta - \vartheta_0$, и



Рис. 13-5. График изменения температуры в неустановившемся тепловом режиме.

в этих условиях зависимость $\vartheta - \vartheta_{\text{нач}} = f(t)$ будет отлична от (13-6). Однако для практических целей можно пользоваться выражениями (13-6), (13-7)

Трансформатор, как отмечалось выше, представляет совокупность тел с различными теплоемкостями, причем тел, имеющих неодинаковую температуру по высоте трансформатора. Удельные теплоемкости материалов применяемых в трансформаторах, имеют следующие значения ($\partial \mathscr{K}/\kappa z \cdot zpad$) медь — 390; алюминий — 830; сталь — 480; трансформаторное масло — 1700—1800; твердая изоляция — 1900 (в среднем).

Если для тепловых расчетов принять трансформатор состоящим из трех тел: обмотки, сердечника и масла, то при практически встречающихся соотношениях между весами этих тел в трансформаторах полная теплоемкость C масла в 20—35 раз, а сердечника примерно в 6 раз больше теплоемкости медной обмотки.

Решение задачи нагрева совокупности трех тел, отдающих тепло в конечном счете в окружающую среду с заданной температурой, показывает что температура каждого из тел представляет наложение трех экспоненциальных функций времени с различными постоянными времени нагрева («постоянные времени связи»), не зависящими от распределения потерн между телами. Анализ этой задачи позволяет установить два важных положения:

1) По прошествии времени, равного наибольшей из постоянных времени связи T_m , зависимости $\vartheta = f(t)$ для каждого из тел с достаточной степенью точности могут быть представлены суммой постоянной составляющей и экспоненты с постоянной времени T_m ;

2) в случае, если теплоемкость обмотки или сердечника мала по сравнению с теплоемкостью промежуточной охлаждающей среды — масла, то превышение температуры обмотки Фоб (или сердечника Фс) над температурой масла Фм в первом приближении определяется экспонентой с постоянной времени, вычисляемой на основе (13-7).

Это второе положение практически применимо к обмотке трансформатора, но не правомерно для сердечника (см. приведенные выше соотношения теплоемкостей). Постоянная времени, вычисляемая по (13-7) для обмотки, погруженной в масло, составляет всего 5—7 мин. Таким образом, превышение температуры обмотки над температурой масла $\vartheta_{o6} - \vartheta_{M}$ устанавливается довольно быстро, но температура обмотки ϑ_{o6} , так же как и других частей трансформатора ($\vartheta_{c}, \vartheta_{M}$), достигает установившихся значений только через время, равное ($3 \div 4$) T_{m} , причем обычно $T_{m} = 2 \div 4 u$.

При подходе температур частей трансформатора к установившимся значениям (и вообще при $t \ge T_m$) трансформатор в тепловом отношении можно описывать одной постоянной времени T_m .
Это обстоятельство позволяет говорить о постоянной времени трансформатора как единого однородного тела и определять ее опытным путем по кривым $\vartheta = f(t)$ при нагреве трансформатора. Эта постоянная близка к постоянной, вычисляемой на основе формулы (13-7):

$$T_{\vartheta} = \frac{C_{0\delta}(\vartheta_{0\delta} - \vartheta_{\theta}) + C_{c}(\vartheta_{c} - \vartheta_{\theta}) + C_{M}(\vartheta_{M} - \vartheta_{\theta})}{p},$$

где p — суммарные потери трансформатора; ϑ_{ob} , ϑ_c , ϑ_M , C_{ob} , C_c , C_M — средние установившиеся значения температур и полные теплоемкости обмотки, сердечника и масла; ϑ_0 — температура окружающего воздуха.

По выражению типа (13-6) можно оценить изменение температур в трансформаторе при неустановившемся тепловом процессе. При кратковременном увеличении потерь в трансформаторе ($t \ll T_{\vartheta}$) на основании (13-6), где $\varepsilon - T_{\vartheta} \approx 1 - \frac{t}{T_{\vartheta}}$, изменение температуры

$$\vartheta - \vartheta_{\mathrm{Hay}} = (\vartheta_{\mathrm{y}} - \vartheta_{\mathrm{Hay}}) \frac{t}{T_{\vartheta}}.$$

Это соответствует адиабатическому характеру нагрева, когда теплоотдача с поверхности тела равна нулю. Так можно определить, например, повышение температуры обмоток при коротком замыкании трансформатора.

ТРАНСФОРМАТОРЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

§ 14-1. Испытательные трансформаторы

Изоляция электротехнического оборудования должна быть испытана высоки напряжением промышленной частоты, которое получается с помоцью специальнь и с п ы т а т е л ь н ы х т р а н с ф о р м а т о р о в. Большей частью испытани изоляции проводятся относительно «земли». Поэтому большинство испытательны трансформаторов изготовляется однофазными с одним заземленным концом обмоти



Рис. 14-1. Схематическое изображение конструкцин обмоток испытательного трансформатора ИОМ-500/500.

1, 2 — обмотки ВН и НН; 3, 4 — экраны ВН и НН; 5, 6 проходной изолятор и его экран. ВН. Они имеют сравнительно небольшую мощность предназначены для кратковременной работы.

Испытательные трансформаторы (ИТ) с номинальны напряжением до 1000 кв могут быть изготовлены в одно единице, однако при этом возникают серьезные затру, нения с устройством проходного изолятора и обмотт ВН. Проходные изоляторы для напряжения 1000 кв пр нимают непропорционально большие размеры по отнош нию к размерам самого трансформатора и существени повышают его стоимость.

Важное значение для размеров и веса ИТ имеет изляция обмотки ВН. В случае трансформатора с заземленым концом обмотки ВН и заземленными баком и серде ником обычно применяется градация главной изоляци заключающаяся в усилении изоляции между обмоткой В и заземленными частями по мере приближения к конт высокого напряжения (рис. 14-1).

Для трансформаторов наивысших напряжений ос бенно благоприятным является устройство слоевой обмо ки, которая автоматически обеспечивает градацию изол ции обмотки ВН относительно обмотки НН. Кроме тог между отдельными слоями обмотки ВН создаются части ные емкости значительной величины, улучшающие распр деление напряжения вдоль обмотки при нестационарны режимах (§ 41-4). Подобные режимы возникают в свя с тем, что в испытываемом объекте во время испытани высоким напряжением часто происходит пробой изоляци приводящий ИТ к короткому замыканию. При этом на о мотке ВН появляется волна с крутым фронтом и ампл тудой, равной пробивному напряжению объекта, а в и пытательной цепи, состоящей из ИТ, объекта испытани и измерительного устройства, возникают высокочастотни колебания.

Кроме того, ИТ могут быть использованы в сх мах генераторов внутренних перенапряжений и раб тать при импульсном напряжении. Для уменьшени крутизны фронта напряжения при пробое и подавл ния высокочастотных колебаний в испытательную цепь включают защитное сопрогивление.

Во многих испытаниях важно располагать большой мгновенной мощностью, которую должен обеспечить ИТ. Мгновенная мощность определяется величиной напряжения короткого замыкания трансформатора и_к, параметрами питающего устройства и величиной защитного сопротивления. С этой точки зрения желательно иметь ИТ с малым и_к и с малым защитным сопротивлением.

Форма кривой испытательного напряжения должна быть свободна от высших гармонических. Следовательно, ИТ должен иметь синусоидальное напряжение при всех видах нагрузки.

Для защиты обмотки НН от воздействия импульсов напряжения, возникающих при пробое образца в обмотке ВН, между обмотками обычно располатают заземленный экран из листовой меди. Для снижения перенапряжений на концевых витка защита (§ 41-4)



Рис. 14-2. Принципиальная схема включения и расположения обмоток испытательного трансформатора.

1, 2 — обмотки ВН и НН; 3 — обмотка связи; 4 — опорный изелятор; 5, 6 — проходной изолятор и его экран: 7 — бак трансформатора.

ния перенапряжений на концевых витках обмотки ВН применяется емкостная защита (§ 41-4).

Проблема изоляции ИТ существенно упрощается, если для вывода высокого напряжения из бака использовать два проходных изолятора. При этом напряжение распределяется поровну на каждый изолятор. Первичная обмотка НН располагается на одном стержне и изолируется от него на половину номинального напряжения трансформатора. Обмотка ВН состоит из двух равных частей, расположенных на обоих стержнях; при этом средняя точка обмотки соединяется с сердечником и баком трансформатора. Такое расположение первичной обмотки создает большое рассеяние магнитного потока, сцепляющегося со второй половиной обмотки ВН, расположенной на другом стержне.

Для уменьшения потока рассеяния применяются специальные о б м о т к и с в яз и или у р а в н и т е л ь н ы е о б м о т к и. Они располагаются на обоих стержнях, имеют одинаковое число витков и соединяются одна с другой так, чтобы э. д. с., индуктируемые в них от основного магнитного потока, взаимно компенсировались. При неравенстве магнитных потоков в стержнях (за счет потока рассеяния при нагрузке) по обмоткам будет протекать уравнительный ток, уменьшающий поток рассеяния.

На рис. 14-2 приведена схема включения всех обмоток. Здесь и на рис. 14-3, 14-4 ступень напряжений принята равной 750 кв.

Для получения очень высоких испытательных напряжений применяется каскадное включение трансформаторов, при котором обмотки ВН отдельных ИТ включаются последовательно и питание каждого последующего трансформатора осуществляется через предыдущий. Для этой цели каждый трансформатор, за исключением выходного, имеет специальную обмотку для питания следующего трансформатора. Первичная обмотка и обмотка питания должны быть изолированы относительно друг друга на полное напряжение трансформатора и поэтому располагаются на разных стержнях. Для уменьшения рассеяния высоковольтной обмотки применяется обмотка связи.

На рис. 14-3 представлена схема соединений обмоток трансформаторов при их каскадном включении.

В испытательных установках на сверхвысокие напряжения из-за большой емкост испытываемых объектов потребляемая мощность существенно возрастает. При этом пер вый трансформатор в каскадном включении, т. е. трансформатор с заземленным концо обмотки ВН, становится неприемлемо большим и тяжелым. В таких случаях приходитс применять схему с параллельным питанием повышающих трансформаторов чере изолирующие трансформаторы (рис. 14-4). Последние имеют коэффициент трансформатор ции, близкий к единице. Обмотки в них располагаются на различных стержнях и изо лируются относительно сердечника и бака на напряжение, равное половине номиналь ного напряжения отдельного повышающего трансформатора. Для уменьшения индуг тивного сопротивления рассеяния применяется обмотка связи.

Последовательное включение повышающих трансформаторов в каскад имеет ря недостатков: а) сравнительно большая площадь, занимаемая установкой; б) суммарна установленная мощность трансформаторов в каскаде, значительно превосходи номинальную мощность установки; в) высокое значение напряжения $u_{\rm K}$. Так, каска из трех трансформаторов на 2500 кв мощностью 2500 ква Запорожского трансформатор ного завода имеет $u_{\rm K} = 21,78\%$, тогда как $u_{\rm K}$ отдельного трансформатора не превышае 2,75%.

При выборе мощности ИТ обычно пользуются практическим правилом: 1 ква но минальной мощности на 1 кв номинального напряжения трансформатора. Для номи нальных напряжений ниже 1000 кв часто изготовляют трансформаторы на меньшуз мощность, чем это следует из указанного правила. За последнее время для исследова ний изоляционных конструкций оборудования на 500 и 750 кв начали выпускать И мощностью 2-2,5 ква на 1 кв номинального напряжения.



Рис. 14-3. Схема каскадного включения трансформаторов.

 ^{2 —} обмотки ВН и НН; з — обмотка связи; 4 — обмотка возбуждения следующего трансформа тора; 5, 6 — проходной изолятор и его экран; 7 — бак трансформатора; 8 — опорный изолятор 9 — рамы равныего потенциала изоляционной конструкции.



Рис. 14-4. Принципиальная схема включения повышающих трансформаторов (*ГТ*) каскада с параллельным питанием через изолирующие трансформаторы (*T*).

1, 2 — обмотки ВН и НН; 3 — обмотка связи; 4, 5 — вторичная и первичная обмотки T; 6 — обмотка связи T.

Для производства специальных испытаний, как, например, испытания загрязненных и увлажненных изоляторов или испытания кабелей, применяются трансформаторы на сравнительно невысокие напряжения большой мощности.

§ 14-2. Измерительные трансформаторы

Работа устройств защиты отдельных элементов электрической сети основана на измерении их токов и напряжений. Последнее необходимо также для контроля режима работы электрической сети. Токи и напряжения в сетях достигают весьма больших значений и непосредственно не могут быть измерены. Они понижаются до приемлемых величин с помощью специальных, так называемых и з м е р и т е л ь н ы х т р а н с - ф о р м а т о р о в тока и напряжения. Мощность таких трансформаторов мала (от единиц до нескольких сотен вольт-ампер), однако их первичные цепи, включаемые в сеть, должны быть рассчитаны на соотвегствующие величины напряжения и тока (в трансформаторах тока). Номинальные первичные токи и напряжения ток за (в пределах $I_1 = 5 \div 15\,000$ a и $U_1 = 0,38 \div 500$ кв. Вторичный номинальный ток у трансформаторов тока (TT) равен 1 или 5 a, а вторичное номинальное напряжение у трансформаторов напряжения (TH) — 100, $100/\sqrt{3}$, 100/3 s.

Трансформация напряжения с U_1 на U_2 в ТН осуществлялась бы с постоянным коэффициентом $k = w_1/w_2$ только при отсутствии активного сопротивления и рассея ния обмоток, когда

$${U_1 \over U_2} = {E_1 \over E_2} = {w_1 \over w_2},$$
или $U_1 = U_2 {w_1 \over w_2} = U_2'.$

Наличие активного и индуктивного сопротивлений обмоток приводит к погрешности в преобразовании напряжения как по величине, так и по фазе (см. ΔU_2 , § 7-6, б). При этом чем меньше токовая нагрузка TH, тем меньше погрешность преобразования. Поэтому режим TH близок к режиму холостого хода.

Трансформация тока с I_1 на I_2 могла бы происходить с постоянным коэффициентом $k = w_1/w_2$ только в трансформаторе, у которого намагничивающий ток равен нулю, когда (§ 7-1)

$$I_1 = I_2' = \frac{I_2}{k}.$$

Наличие намагничивающего тока приводит к погрешности в преобразовании тока как по величине, так и по фазе. Для ее уменьшения *TT* должен работать в режиме, близком к короткому замыканию. Очевидно, что уменьшению погрешностей способствует выполнение *TH* с уменьшенным рассеянием обмоток, а *TT* — с увеличенным сопротивлением *Z*_u.

По величине максимально возможной погрешности в номинальном режиме измерительные трансформаторы относятся к различным классам точности (табл. 14-1). Погрешность величины определяется в виде $\frac{Y'_2 - Y_1}{Y_1} \cdot 100[\%]$, а погрешность фазы (угловая погрешность) — величиной угла между векторами — \dot{Y}_2 и \dot{Y}_1 (Y = I, U).

Таблица 14-1

Допускаемые погрешности измерительных трансформаторов

Класс точности		0,2	0,5	1,0	3,0
Погрешность напряжения или тока, º/₀		± 0,2	<u>+</u> 0,5	<u>±</u> 1,0	± 3,0
Угловая погрешность, мин	TT	<u>+</u> 10	<u>+</u> 40	± 80	Не нор- мируется
	тн	<u>±</u> 10	<u>+</u> 20	± 40	

Классу 0,2 должны удовлетворять лабораторные трансформаторы. Для промышленных измерений используются классы 0,5 и 1,0, а для целей защиты — 1,0 и 3,0. Для уменьшения абсолютной погрешности в измерительных трансформаторах

применяется преднамеренное изменение коэффициента трансформации.

Трансформаторы тока выполняются однофазными, а $\hat{T}H$ — однофазными для любого U_1 и трехфазными при $U_1 \ll 20$ кв. ТН имеют одну или две вторичные обмотки.

В последнем случае одна из вторичных обмоток соединяется в открытый треугольник, на зажимах которой действует напряжение нулевой последовательности (§ 32-1), используемое для целей защиты. Первичная однофазная обмотка ТН при высоком напряжении одним концом заземляется.

Трансформатор тока может иметь одну или несколько независимых вторичных обмоток, когда он служит одновременно для целей защиты и измерения. Вторичные обмотки располагаются на отдельных сердечниках для исключения взаимного влияния и обеспечения заданного класса точности. Первичная обмотка ТТ может быть многовитковой, а при значительном первичном токе состоять из одного витка. В ряде случаев роль первичной обмотки ТТ играет сам фазный провод сети (шинные ТТ).

При напряжении $U_1 \ll 35$ кв измерительные трансформаторы выполняются: сухими ($U_1 \ll 6$ кв), масляными с бумажно-масляной изоляцией обмоток, с фарфоровыми покрышками или с металлическим баком. В масляных ТТ сердечник с вторичной обмоткой и первичная обмотка имеют оригинальную форму: они выполняются в виде связанных друг с другом колец (рис. 14-5).

Большое развитие получили измерительные трансформаторы с литой изоляцией из компаундов или эпоксидных смол. На рис. 14-6 представлен разрез TT с литой изоляцией, выполненного в виде проходного изолятора. Измерительные трансформаторы с подобной изоляцией строятся на напряжение до 35—60 кв не только для внутренней, но и для наружной установки. Ведутся разработки трансформаторов с литой изоляцией на большие напряжения. Применение литой изоляции значительно уменьшило размеры и вес измерительных трансформаторов.

При весьма большом первичном напряжении требуется соответствующая изоляция первичной обмотки измерительного трансформатора, которая в основном и определяет его размеры и вес. По этой причине TH для $U_1 = 110 \div 500$ кв целесообразно выполнять в виде каскадной установки, представляющей по существу несколько трансформа-

торов с последовательно соединенными первичными обмотками. При этом изоляция обмотки ВН от сердечника должна рассчитываться лишь на 1/*n*-ю часть общего первичного напряжения, если *n* — число ступеней каскадной схемы.

На рис. 14-7 представлена схема четырехступенчатого каскадного ТН, составленного из двух блоков. Каждый блок имеет сердечник и поэтому представляет как бы отдельный трансформатор. Обмотка ВН разделена на четыре части, расположенные на отдельных стержнях и соединенные последовательно. Две вторичных обмотки размещены на нижнем стержне нижнего блока. На каждом из сердечников намотана обмотка связи С1, назначение которой, как указывалось в § 14-1, состоит в уменьшении рассеяния обмотки ВН. Кроме того, применяются обмотки связи С₂, расположенные на различных сердечниках (в различных блоках) и соединенные в общую замкнутую цепь. В этой цепи возникает ток только при неодинаковых э. д. с., индуктируемых в обмотках, расположенных на разных сердечниках. Поскольку числа витков обмоток выбираются одинаковыми, ток появляется при неодинаковых потоках в сердечниках. Поэтому он стремится уничтожить разницу в потоках сердечников, что приводит к равномерному распределению напряжения между отдельными частями обмотки ВН.



Рис. 14-5. Конструктивная форма исполнения обмоток в трансформаторах тока.

1 — первичная обмотка; 2 — сердечник с вторичной обмоткой.





Рис. 14-6. Трансформатор тока на 35 кв с литой изоляцией.

 первичная одновитковая обмотка (стержень); 2 – сердечники; 3 – вторичные обмотки; 4 – литан изоляция; 5 – заземленный фланец. Рис. 14-7. Схема четырехступенчатого каскадного трансформатора напряжения на 220 кв: а — расположение обмоток; б — схема соединений обмоток.

сердечник; 2 — обмотка;
 ВН; 3 — вторичная обмотка;
 обмотка связи C₁; 5 — обмотка связи C₂; 6 — экран.

Для фиксации напряжени промежуточные точки обмото соединяются с сердечниками между собой. Один блок ТН соот ветствует напряжению $U_1 \approx 110 \kappa e$ При более высоких напряжения. ТН образуется из нескольких бло ков, поставленных один на друго и соединенных последовательно Каждый блок имеет фарфоровун покрышку, наполняемую транс форматорным маслом. Для уси ления электрической прочности воздействии IIM обмоток при напряжений приме пульсных няются экраны и емкостное коль цо у начала обмотки ВН.

Для напряжений $U_1 \ge 140$ к. начинают применяться так назы ваемые емкостные TH; п этих установках главную части составляет емкостный делителя напряжения, который включается между фазным проводом линии передачи п землей и пониженное напряжение с которого подается через реактор на TH (рис. 14-8)

Учитывая обозначения, приведенные на рис. 14-8, а, нетрудно найти соотношение

$$\dot{U}_{1T} = \dot{U}_1 \frac{C_1}{C_1 + C_2} - \dot{I}_{1T} \frac{1}{j\omega (C_1 + C_2)}$$
(14-1)

Замещая трансформатор для простоты сопротивлением короткого замыкания $Z_{\rm K} = r_{\rm K} + j x_{\rm K}$, получаем с учетом (14-1) расчет-

ную схему, изображенную на рис. 14-8, б. Поскольку напряжение первичной обмотки TH обычно выбирается в пределах 10-30 кв, сопротивление $x_{\rm K}$ трансформатера не может быть получено значительным и для компенсации емкости $C_1 + C_2$ приходится включать реактор, сопротивление которого $x_{\rm D}$ выбирается из условия:

$$x_{\rm p} = \frac{1}{\omega (C_1 + C_2)} - x_{\rm K}.$$
 (14-2)

При этом погрешность в TH, вызываемая током нагрузки, будет обусловлена только активным сопротивлением r_к. При изменении частоты условие (14-2) будет нарушаться и в <u>T</u>H погрешность увеличится.

В схеме рис. 14-8, *а* при определенных условиях возможны колебания с частотой, в два-три раза меньшей номинальной (субгармонические колебания). Для их подавления применяются специальные устройства, не показанные на рис. 14-8, *а*. a)



 емкостный делитель напряжения;
 реактор;
 трансформатор напряжения.





 x_{ρ}

I17

r.

r,

Рис. 14-10. Верхняя ступень каскадного трансформатора тока на 400 кв.

 предохранительный клацан; г — маслорасширитель;
 переключатель первичной обмотки;
 4 — маслоуказатель;
 в — масло;
 6 — фар фороная покрышка;
 7 — первичная обмотка;
 8 — вторичная обмотка;
 9 — выводы вторичной обмотки;
 10 — цоколь.

4

Рис. 14-9. Трансформатор тока на напря-. жение 220 кв.

 первичная обмотка;
 серлечники (их всего четыре) с вторичными обмотками;
 маслорасширитель;
 фарфоровая покрышка. Емкостные TH выполняются в изолирующей фарфоровой покрышке и открытого типа.

При весьма высоких первичных напряжениях (110—500 кв) ТТ выполняются либо одноступенчатыми, либо в виде каскадного устройства. Первые строятся с кабельноконденсаторным типом изоляции первичной обмотки: бумажная изоляция наносится слоями с металлическими прокладками между ними, выравнивающими электрическое поле. Первичная обмотка в этом случае имеет U-образную форму (рис. 14-9). Следует отметить, что кабельно-конденсаторный тип изоляции дает существенную экономию в весе масла и всей конструкции в целом по сравнению с трансформаторами, имеющими обычную бумажно-масляную изоляцию.

Каскадный — обычно двухступенчатый — ТТ представляет собой устройство, состоящее из последовательно соединенных ступеней — самостоятельных трансформаторов, рассчитанных на частичную величину первичного напряжения. Последияя ступень содержит несколько независимых вторичных обмоток. На рис. 14-10 представлен разрез одной ступени ТТ. Весь ТТ имеет вид вертикальной фарфоровой колонны.

Трансформаторы тока обладают определенным запасом по термической и механической устойчивости, который необходим ввиду возможного кратковременного протекания токов, значительно превосходящих номинальное значение (например, токи короткого замыкания в сети).

Отметим, что в последнее время выпускаются к о м б и н и р о в а н н ы е измерительные трансформаторы, сочетающие ТН и ТТ, на напряжение 45—380 кв. РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

•

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Наиболее распространенным электрическим двигателем переменного тока является асинхронный двигатель. Именно в этом качестве нашла широкое применение асинхронная машина. Тем не менее, теория полобной машины при работе ее в условиях симметрии фазных цепей, излагаемая в третьем разделе книги, носит общий характер и охватывает не только режимы преобразования электрической энергии в механическую или обратно, но и работу асинхронной машины в качестве преобразователя частоты, величины и фазы напряжения. Асинхронная машина это, по существу, вращающийся трансформатор с неодинаковыми частотами в обмотках. Поэтому теория такой машины, вращающейся с зяданной скоростью, сводится к теории неподвижного трансформатора. В отношении рабочах свойств асинхронной машины основное внимание уделено двигательному режиму.

Гл. 15 (стр. 261) знакомит читателя с элементами конструкции асинхронной машины и основными ее уравнениями. В этой главе показано, что асинхронная машина как элемент электрической сети может быть замешена пассивным четырехполюсником, параметры которого зависят от скорости вращения машины. В гл. 16 (стр. 277) приведены характеристики асинхронной машины, показывающие взанмную связь и значение различных электрических и механических величин в функции скорости вращения. Особое значение имеет зависимость электромагнитного момента машины от скорости вращения. В гл. 17 (стр. 296) дан анализ нормального режима работы асинхронного двигателя, а также двух предельных режимов — холостого хода и короткого замыкания. Показано, что последние два режима могут быть использованы для нахождения ряда параметров, которые определяют рабочие свойства машины.

Для эксплуатации важное значение имеют свойства двигателя при пуске его в ход. Методы пуска и их характеристика представлены в гл. 18 (стр. 309). Намеченный здесь принципиальный путь улучшения пусковых свойств двигателя короткозамкнутого типа воплощается на практике в создании и применении двигателей с переменвыми параметрами (гл. 19, стр. 321). В общей оценке двигателей существенное значение имеет возможность экономичного регулирования их скорости. Гл. 20 (стр. 332) посвящена рассмотрению этого вопроса. Асинхронная машина в некоторых особых режимах — это содержание гл. 21 (стр. 343). Здесь, в частности, излагаются основные соотношения для наиболее общего случая включения машины на сети различных Частот (машина двойного питания).

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

§ 15-1. Основные определения и типы асинхронных машин

А с и н х р о н н о й называют такую машину переменного тока, скорость вращения которой не находится в постоянном отношении к частоте электрической сети. Асинхронными могут быть как коллекторные, так и бесколлекторные (индукционные) машины переменного тока. В дальнейшем под термином «асинхронная машина» будем понимать только бесколлекторную машину.

В большинстве случаев асинхронная машина используется как двигатель; в качестве генератора она имеет весьма ограниченное применение для специальных целей. Поэтому обмотку якоря (которая, кстати, как правило, размещается на статоре машины), потребляющую электрическую энергию в режиме двигателя, называют также первичной обмоткой асинхронной машины. По этой же причине обмотка ротора считается вторичной обмоткой.

Наиболее широкое распространение нашли трехфазные асинхронные машины; машины с однофазной обмоткой якоря, как правило, выполняются небольшой мощности (примерно до 0.5 квт).

Асинхронный двигатель из-за простоты своей конструкции и высокой надежности в работе нашел весьма широкое применение в самых разнообразных отраслях народного хозяйства. Потребность в массовом производстве таких двигателей привела к тому, что были разработаны серии машин, т. е. ряды машин возрастающей мощности с закономерно изменяющимися параметрами и показателями. В настоящее время наряду с так называемой единой серией асинхронных двигателей существует целый ряд серий как машин общего применения, так и специального исполнения, предназначенных для привода определенного вида рабочих механизмов или для использования в электрических схемах управления и регулирования.

Мощность, на которую строятся асинхронные двигатели, занимает большой диапазон: от долей ватта (микромашины) до нескольких тысяч киловатт. Скорости вращения асинхронных двигателей в номинальном режиме также весьма разнообразны: для нормального исполнения примерно 500—3000 об/мин; для двигателей специального назначения от единиц до десятков тысяч оборотов в минуту. Рабочие напряжения находятся в пределах 127—10 000 с. Асинхронные машины применяются также в качестве преобразователя частоты, регулятора напряжения, фазорегулятора.

В зависимости от устройства обмоток ротора асинхронные мащины делятся на два типа: 1) машины с короткозамкнутым ротором, 2) машины с фазным ротором. Конструкция обмоток роторов этих типов машин рассмотрена в § 15-2.

Машины с короткозамкнутым ротором имеют, в свою очередь, различные модификации: с двумя короткозамкнутыми обмотками на роторе (двухклеточные); с обмотками, имеющими специальный профиль, обусловливающий желаемое изменение их параметров; машины с повышенным значением номинального скольжения.

Необходимо также отметить, что выпускаются асинхронные двигатели, имеющие два или более значения номинальной скорости. Такие двигатели называются многоскоростными. На статоре они имеют одну или две трехфазные обмотки, допускающие специальные переключения.

Разнообразные виды асинхронных машин обладают несколько различными свойствами, главным образом, в процессе их пуска в ход. Поэтому основное исследование асинхронной машины достаточно провести в отношении машины, имеющей на роторе одну многофазную обмотку с постоянными параметрами.

§ 15-2. Основные элементы конструкции асинхронной машины

Общие представления о конструкции асинхронной машины были даны в первой главе. Ниже приводятся некоторые дополнительные сведения.

Сердечник якоря закрепляется в корпусе статора. Обмотка якоря размещается в пазах сердечника. В машинах, мощность которых не превышает 40—80 квт, секции этой обмотки «всыпаются» в полузакрытые пазы (рис. 15-1); в машинах бо́льшей мощности секции заблаговременно получают пазовую изоляцию и размещаются либо в полуоткрытых (при напряжении обмотки статора U_1 , меньшем 500 в), либо в открытых (при $U_1 > 500$ в) пазах (рис. 15-1).

В зависимости от величины числа пазов на полюс и фазу обмотка статора может быть либо од нослойной, либо двух слойной. Преимущественное применение имеют петлевые двухслойные обмотки (гл. 2). При пониженных значениях линейного напряжения на статоре (до 380 *в*) выводятся все шесть концов обмотки статора (в трехфазной машине), что дает возможность включения ее как звездой, так и треугольником.

Роторы асинхронных машин бывают двух типов: фазные и короткозамкнутые.



Рис. 15-1. Форма назов статора: полузакрытый (a), полуоткрытый (б), открытый (в).

1 - изоляция; 2 - проводники обмотки; 3 - клин.



Рис. 15-2. Продольный разрез асинхронного двигателя с фазным ротором. 1 — обмотка статора; 2 — обмотка ротора; 3 — контактные кольца; 4 — подшипниковые щиты.







Рис. 15-3. Короткозамкнутая обмотка ротора в виде беличьей клетки.

1 — стержни; 2 — короткозамыкающие кольца.

Рис. 15-4. Форма пазов ротора с короткозамкнутой обмоткой: *а* — круглый; *б* — колбовидный; *в* — глубокий; *г* для двойной клетки.

Рис. 15-5. Ротор с алюми ниевой обмоткой.

 сердечник;
 коротк
 замыкающие кольца;
 ве тиляционные допатки.

В пазах фазного ротора размещается обмотка, образуемая из изолиро ванных секций. Обычно она выполняется трехфазной, двухслойной, вол новой (гл. 2). Линейные зажимы ее присоединяются к контактным кольцая (рис. 15-2). Посредством этих колец и щеточного аппарата цепи трехфаз ной обмотки могут быть либо короткозамкнуты, либо соединены с внен ними устройствами (регулируемые активные сопротивления, обмотк других электрических машин).

В пазы короткозамкнутого ротора помещают без какой-либо специаль ной пазовой изоляции стержни, имеющие форму поперечного сечения паза. Концы стержней с обеих сторон машины замыкаются в об щую цепь короткозамыкающими кольцами. Обмот ка получает форму беличьей клетки, которая всегда короткозамкнут (рис. 15-3).

Применяемая форма пазов достаточно разнообразна; некоторые и них показаны на рис. 15-4. Стержни короткозамкнутой обмотки и коротко замыкающие кольца изготовляются из меди, латуни, алюминия. Пр. изготовлении обмотки из алюминия (в машинах мощностью до 100 кет применяют заливку расплавленного материала в пазы ротора машины Это дает возможность получить всю обмотку целиком, т. е. стержни вмест с короткозамыкающими кольцами (рис. 15-5).

Ротор асинхронной машины вращается в подшипниках, которые рас полагаются в боковых щитах машины, имеющих крепление к корпусу статора, или в отдельных опорах, монтируемых на общей с корпусом статора фундаментной плите (рис. 15-6). Последняя конструктивная схема применяется для машин большой мощности.



Рис. 15-6. Продольный разрез двухклеточного асинхронного двигателя (стрелками цоказано направление охлаждающего воздуха).

Охлаждение обмоток и сердечника асинхронной машины обычно производится с помощью вентилятора (или вентиляторов), находящегося на валу машины.

Схема вентиляции зависит от общей формы исполнения машины, определяющей степень защищенности последней от воздействия внешней среды (машины открытые защищенные, закрытые обдуваемые, взрывозащищенные и др.). Так, в открытых защищенных машинах воздух попадает внутрь машины через отверстия в боковых щитах, а выходит через отверстия в средней части корпуса статора (рис. 15-6). В закрытых обдуваемых машинах охлаждающий воздух движется вдоль внешней ребристой поверхности корпуса статора.

§ 15-3. Номинальные величины асинхронного двигателя

Понятие о номинальном режиме электрической машины было дано в § 1-2. Рассматривая вращающуюся электрическую машину как некоторую электродинамическую систему, нетрудно представить, что режим ее работы вполне определен, если заданы внешние «силы», действующие на нее, — напряжения, приложенные к электрическим цепям — обмоткам машины, и момент механической силы на валу. В частности, режим работы асинхронной машины однозначно определяется заданием напряжения обмотки статора и момента механической силы на валу, так как цепь обмотки ротора машины нормально является короткозамкнутой.

Таким образом, номинальный режим асинхронного двигателя достаточно характеризовать номинальными значениями линейного напряжения на статоре U_{1H} и его частоты, а также момента на валу M_{2H} . Обычно вместо момента M_{2H} указываются две другие величины, определяющие его: мощность на валу P_{2H} (в вт или квт) и скорость вращения ротора машины n_{H} (в об/мин).

Для более полной характеристики номинального режима асинхронного двигателя на специальном щитке приводятся, кроме упомянутых величин, еще следующие номинальные данные: линейный ток [a], к. п. д. [%], косинус угла сдвига между фазными величинами напряжения и тока статора (cos φ) — так называемый к о э ϕ ϕ и ц и е н т м о щ н о с т и. Для двигателей с фазным ротором указывается также номинальный ток обмотки ротора и ее линейное напряжение (напряжение между контактными кольцами) при неподвижном роторе. Кроме того, на щитке указывается схема соединения фазных обмоток статора и условия работы машины. Под последними подразумевается один из следующих трех стандартизованных режимов работы, на который рассчитана рассматриваемая машина:

1) длительный (продолжительность режима такова, что температура отдельных частей двигателя не меняется);

2) кратковременный — с длительностями в 30, 60 и 90 мин;

3) повторно-кратковременный, характеризуемый «продолжительностью включения» (ПВ), под которой понимают отношение продолжительности рабочего периода двигателя к длительности всего цикла (работа и пауза); стандартизованные значения ПВ равны 15, 25 и 40%.

§ 15-4. Уравнения асинхронной машины при неподвижном роторе

Рабочие свойства асинхронных машин могут быть исследованы при следующих предположениях: 1) напряжение, приложенное к первичной обмотке, и токи в обмотках изменяются во времени по гармоническому закону; 2) м. д. с. обмоток машины, а следовательно, и поле в зазоре распределены вдоль зазора по гармоническому закону; 3) на роторе имеется только одна многофазная обмотка; 4) индуктивное и активное сопротивления обмоток постоянны. Относительно сделанных предположений следует сказать, что первое из них соответствует тем обычным эксплуатационным условиям, в которых работает асинхронная машина; второе было обосновано в § 3-5, 3-7, 3-11. Третье и четвертое предположения выделяют из всех нашедших применение разновидностей асинхронных машин по существу одну — машину с фазным ротором. Другие модификации асинхронной машины будут рассмотрены несколько позже.

Прежде всего получим уравнения асинхронной машины. Начнем с частного случая, когда ротор машины неподвижен. При этом полагаем, что многофазная обмотка ротора чмеет нормальную схему соединения, т. е. она замкнута накоротко.

При рассмотрении принципа действия асинхронной машины (§ 1-4, б) было отмечено, что поле взаимной индукции обмоток статора и ротора (результирующее поле в зазоре) вращается с синхронной скоростью, определяемой частотой сети f_1 , соединенной с зажимами трехфазной обмотки статора, и числом пар полюсов p этой обмотки [см. (1-9)]. В случае неподвижного ротора поле в зазоре индуктирует в обмотках статора и ротора э. д. с. одинаковой частоты, равной частоте сети f_1 . Действующие значения этих э. д. с. в соответствии с (4-24) равны:

$$E_{1} = 4,44 \ \Phi w_{1} k_{001} f_{1}, \\E_{2} = 4,44 \ \Phi w_{2} k_{002} f_{1}, \end{cases}$$
(15-1)

где индексы 1 и 2 относятся к статору и ротору, а у потока первой гармонической Ф опущен дополнительный знак 1.

Как и в трансформаторе, отношение э. д. с. E_1 и E_2 определяет так называемый коэффициент трансформации по напряжению k_a :

$$k_e = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1 \, k_{0\bar{0}1}}{w_2 \, k_{0\bar{0}2}}.$$

Э. д. с. от потоков рассеяния обмоток в комплексной форме имеют вид:

$$\dot{E}_{s1} = -j\dot{I}_1 x_{s1}, \quad \dot{E}_{s2} = -j\dot{I}_2 x_{s2},$$
 (15-2)

где x_{s1} , x_{s2} — индуктивные сопротивления рассеяния обмоток статора и ротора при частоте f_1 .

Уравнения напряжения обмоток асинхронной машины имеют общую для всех машин форму, приведенную в § 5-6, и ничем не отличаются от аналогичных уравнений трансформатора с короткозамкнутой вторичной обмоткой ($U_2 = 0$):

$$\dot{U}_1 = -(\dot{E}_1 + \dot{E}_{s1}) + \dot{I}_1 r_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1, \qquad (15-3)$$

$$0 = (\dot{E}_2 + \dot{E}_{s2}) - \dot{I}_2 r_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2, \qquad (15-4)$$

где $Z_1 = r_1 + jx_{s1}, Z_2 = r_2 + jx_{s2}.$

Обратимся теперь к уравнению м. д. с. асинхронной машины. В § 3-11 было показано, что индукция результирующего поля в зазоре асинхронной машины определяется результирующей м. д. с. обмоток статора и ротора, представляющей сумму первых пространственных гармонических м. д. с. этих обмоток. Напомним также (§ 3-5, 3-7), что м. д. с. обмоток статора и ротора вращаются относительно своих обмоток со скоростями, соответственно равными: $n_1 = 60 f_1/p$, $n_2 = 60f_2/p = 60f_1/p = n_1$. Таким образом, при неподвижном роторе волны м. д. с. обмоток статора и ротора вращаются в пространстве с одинаковыми скоростями и, следовательно, неподвижны относительно друг друга, образуя волну результирующей м. д. с. определенной амплитуды.

Используя метод представления временных и пространственных гармонических функций с помощью изображающих векторов (§ 5-7), введем векторы м. д. с. обмоток статора \dot{F}_1 и ротора \dot{F}_2 , которые, как было показано в § 5-8, должны совпадать с изображающими векторами токов обмоток статора и ротора \dot{I}_1 , \dot{I}_2 . Обозначая вектор результирующей м. д. с. аналогично намагничивающей м. д. с. трансформатора через \dot{F}_{μ} , получаем:

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = F_{\mu}.$$
 (15-5)

Амплитуда м. д. с. трехфазной обмотки определяется выражением (3-18), на основании которого для *m*-фазных обмоток будем иметь:

$$\dot{F_1} = \frac{0.45m_1\dot{I}_1w_1k_{0\bar{0}1}}{p}, \quad \dot{F_2} = \frac{0.45m_2\dot{I}_2w_2k_{0\bar{0}2}}{p}, \quad \dot{F_\mu} = \frac{0.45m_1\dot{I}_\mu w_1k_{0\bar{0}1}}{p},$$

где I_{μ} — намагничивающий ток асинхронной машины, который, как и в трансформаторе, протекая по первичной обмотке, дает правильное значение результирующей м. д. с., обусловленной первичной и вторичной обмотками.

Подставляя значения м. д. с. в (15-5), получим уравнение м. д. с. машины в виде:

$$\dot{I_1} + \frac{\dot{I_2}}{k_i} = \dot{I_{\mu}},\tag{15-6}$$

где $k_i = m_1 w_1 k_{001} / m_2 w_2 k_{002}$ — так называемый коэффициент трансформации по току.

Уравнения (15-3) — (15-6) неподвижной асинхронной машины совершенно идентичны соответствующим уравнениям трансформатора. Таким образом, неподвижная асинхронная машина эквивалентна трансформатору с короткозамкнутой вторичной обмоткой.

То обстоятельство, что в асинхронной машине электромагнитная связь между первичной и вторичной обмотками осуществляется посредством

вращающегося поля с неизменной амплитудой индукции, а в трансформаторе — с помощью неподвижного, но периодически изменяющегося во времени поля, не нарушает общности физических процессов и их аналитического описания для рассматриваемых устройств. Различный характер потокосцепления обмоток с полем взаимной индукции в трансформаторе и в асинхронной машине количественно учитывается для последней обмоточными коэффициентами k_{o6} в (15-1). (15-6). Кроме того, в асинхронной машине рассматривается общий случай неравенства числа фаз первичной и вторичной обмоток; поэтому в выражении для коэффициента трансформации по току (15-6) появились значения m_1 и m_2 , которых не было в уравнениях трансформатора.

Поскольку неподвижная асинхронная машина описывается такими же уравнениями, как и трансформатор, целесообразно продлить аналогию между ними дальше: привести уравнения асинхронной машины к первичной обмотке и использовать для асинхронной машины выражение э. д. с. \dot{E}_1 , \dot{E}_2 через намагничивающий ток \dot{I}_{μ} (7-11), полученное ранее для трансформатора.

Уравнение м. д. с. (15-6) для приведенной машины должно содержать приведенный вторичный ток \dot{I}'_2 , поэтому он должен быть равен $\dot{I}'_2 = \dot{I}_2/k_i$. Умножая (15-4) на k_a , получаем:

$$0 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2,$$

где $E_2 = E_2 k_e - приведенная к первичной обмотке э. д. с. обмотки ротора; <math>Z_2 = Z_2 k_e k_i$, $r_2 = r_2 k_e k_i$, $x'_{s2} = x_{s2} k_e k_i - приведенные значения сопротивлений обмотки ротора.$

Таким образом, приведенные уравнения неподвижной асинхронной машины имеют вид:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1, \tag{15-7}$$

$$0 = \dot{E}_2 - I_2 Z_2, \tag{15-8}$$

$$\dot{I}_{\mu} = I_1 + I_2', \tag{15-9}$$

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2 = -\dot{I}_{\mu} Z_{\mu},$$
 (15-10)

где сопротивление $Z_{\mu} = r_{\mu} + j x_{\mu}$ определяется точно так же, как в трансформаторах (§ 7-1).

§ 15-5. Уравнения асинхронной машины при вращающемся роторе

Пусть ротор асинхронной машины вращается с некоторой скоростью n в направлении вращения поля. Частота э. д. с. и тока в обмотке ротора f_2 в рассматриваемом случае определяется выражением (1-11): $f_2 = f_1 s$,

из которого следует, что она не равна частоте в первичной обмотке f_1 и зависит от скольжения машины.

М. д. с. обмоток статора и ротора вращаются теперь относительно своих обмоток со скоростями, соответственно равными: $n_1 = 60f_1/p$ и $n_2 = 60f_2/p = n_1 s$. Однако в пространстве эти м. д. с. вращаются с одинаковыми скоростями, равными n_1 . Действительно, токи в фазных обмотках ротора будут проходить через максимальные значения в такой же последовательности, что и э. д. с., т. е. при $n < n_1$ в таком порядке, в каком магнитные оси фазных обмоток расположены в направлении вращения поля. Поэтому м. д. с. обмотки ротора должна вращаться относительно ротора в направлении его вращения (§ 3-5), и следовательно, скорость вращения ее в пространстве, принимая во внимание (1-10), равна $n_2 + n = n_1 s + n_1 (1 - s) = n_1$.

Таким образом, уравнение м. д. с. (15-9) справедливо не только для неподвижной, но и для вращающейся машины.

Очевидно, уравнение напряжения первичной обмотки машины (15-7) также не зависит от того, вращается ротор или он неподвижен, так как относительно обмотки статора магнитное поле в зазоре в любом случае перемещается с одинаковой скоростью n_1 .

Факт вращения ротора, приводящий к изменению частоты э.д.с. и тока в обмотке ротора, сказывается лишь на величине э.д.с., индуктируемых в ней. Действующее значение э.д.с. от поля в зазоре теперь равно $4,44\Phi w_2 k_{052} f_2 = E_2 s$, где $E_2 -$ э. д. с. обмотки при неподвижном роторе, определенная в (15-1). Аналогично э.д.с. от потока рассеяния обмотки ротора при частоте $f_2 = f_1 s$ равна

$$\dot{E}_{s_2} = -j \dot{I}_2 x_{s_2} s,$$

так как индуктивное сопротивление обмотки пропорционально частоте.

Таким образом, для вращающейся асинхронной машины уравнение напряжения обмотки ротора (15-4) приобретает вид:

$$0 = \dot{E}_2 s - \dot{I}_2 (r_2 + j x_{s_2} s).$$

Приводя это уравнение к первичной обмотке по правилу, изложенному в предыдущем параграфе, получим:

$$0 = \dot{E}_{2}'s - \dot{I}_{2}'(r_{2}' + jx_{s2}'s).$$
(15-11)

Для того чтобы уравнения вращающейся асинхронной машины имели вид уравнений трансформатора, необходимо э. д. с. обмотки ротора, имеющие частоту f_2 , привести к частоте первичной обмотки f_1 , для чего их следует разделить на $s = f_2/f_1$. Деля (15-11) на скольжение *s* и присоединяя уравнения (15-7), (15-9), (15-10), получаем систему уравнений вращающейся асинхронной машины в виде:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1, \tag{15-12}$$

$$\dot{U}'_r = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 Z_2,$$
 (15-13)

$$\dot{I}_{\mu} = \dot{I}_{1} + \dot{I}_{2},$$
 (15-14)

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2' = -\dot{I}_{\mu} Z_{\mu},$$
 (15-15)

где $\dot{U}'_r = \dot{I}'_2 r'_2 \frac{1-s}{s}$.

Сравнение системы (15-12) — (15-15) с уравнениями (7-16) — (7-18) показывает, что асинхронная машина, работающая с заданным скольжением *s*, эквивалентна трансформатору, на вторичные зажимы которого включена активная нагрузка в виде сопротивления $r_2' \frac{1-s}{s}$.

Физический смысл нагрузки, создаваемой этим сопротивлением, рассматривается в следующем параграфе.

§ 15-6. Схема замещения асинхронной машины

По уравнениям (15-12) — (15-15) может быть построена схема замещения асинхронной машины. Она аналогична схеме замещения трансформатора, работающего на сопротивление нагрузки, равное $r'_2 \frac{1-s}{s}$, и имеет вид, представленный на рис. 15-7, а.

Активное сопротивление r_{μ} , как и на схеме замещения трансформатора, позволяет учесть потери в стали p_{c} асинхронной машины в виде:

$$p_{\rm c} = m_1 I_{\mu}^2 r_{\mu}.$$

Следует отметить, что таким способом учитываются потери только в сердечнике статора машины, как это и предполагалось ранее (§ 5-3).



Рис. 15-7. Схемы замещения асинхронной машины: а — Т-образная; б — Г-образная.

Поэтому потери в стали с достаточной точностью отражаются на схеме замещения лишь для ограниченного диапазона значений скольжения $s \approx 0 \div 0.1$, пока частота в роторе мала. Для бо́лыших значений скольжения $(0,1 < s < 1 \div 2)$, имеющих практический интерес, для машин с нормальным значением потерь в сердечнике ротора, последние не играют существенной роли. Поэтому на схеме замещения сопротивление r_{μ} может быть принято постоянным.

Для того чтобы установить физический смысл сопротивления $r_2 \frac{1-s}{s}$, обратимся к энергетической диаграмме асинхронного двигателя (§ 5-3, рис. 5-3, a). На указанном рисунке следует положить $P_{23} = 0$, так как здесь рассматривается асинхронная машина с короткозамкнутой обмоткой на роторе. Сопоставляя энергетическую диаграмму со схемой замещения, нетрудно видеть, что электромагнитная мощность двигателя P_{3M} представляется на его схеме замещения мощностью, потребляемой правой ветвью схемы и равной

$$P_{\rm PM} = m_1 I_2^{\prime 2} \frac{r_2}{s}.$$
 (15-16)

Кроме того, из энергетической диаграммы следует, что

$$P_{\rm PM} = P_{\rm MX} + p_{\rm M2} = P_{\rm MX} + m_1 I_2^{r_2} r_2.$$

Сравнивая это соотношение мощностей в двигателе с мощностями, поглощаемыми в активных сопротивлениях правой ветви схемы замещения, найдем:

$$P_{\rm MX} = m_1 I_2^{\prime 2} r_2^{\prime} \frac{1-s}{s}.$$
 (15-17)

Таким образом, мощность, поглощаемая на схеме замещения сопротивлением $r_2^{,i} \frac{1-s}{s}$, представляет механическую мощность асинхронной машины.

Сопротивление всей схемы замещения со стороны ее внешних зажимов $Z_{2} = r_{3} + jx_{2}$ — это эквивалентное сопротивление, которое представляет собой асинхронная машина по отношению к приложенному напряжению U_{1} . Величина активного сопротивления r_{2} определяется не только собственными активными сопротивлениями обмоток, но и степенью нагрузки машины (величиной сопротивления $r'_{2} \frac{1-s}{s}$). В области очень малых нагрузок машины величина r_{3} заметно зависит от сопротивления r_{μ} . Индуктивное сопротивление x_{2} , а при скольжениях $s \ge 1,0$ и активное сопротивление r_{3} могут определяться без учета потерь в стали машины.

В соответствии со схемой рис. 15-7, а

$$Z_{9} = Z_{1} + \frac{\left(\frac{r_{2}}{s} + jx_{s2}^{'}\right)Z_{\mu}}{\frac{r_{2}^{'}}{s} + jx_{s2}^{'} + Z_{\mu}},$$
(15-18)

а при $r_{\mu} = 0$

$$Z_{9} = r_{9} + jx_{9} = Z_{1} + \frac{\left(\frac{r_{3}}{s} + jx_{s_{2}}\right)jx_{\mu}}{\frac{r_{3}}{s} + j(x_{\mu} + x_{s_{2}})};$$
(15-19)

$$r_{9} = r_{1} + \frac{\left(x_{\mu} - \frac{x_{\mu}x_{s_{2}}}{x_{\mu} + x_{s_{2}}}\right)Ts}{1 + (Ts)^{2}}, \quad x_{9} = x_{s1} + \frac{x_{\mu} + x_{s_{2}}}{1 + (Ts)^{2}},$$

где $x_{\mu} + x'_{s2}$ представляет собой приведенное индуктивное сопротивление обмотки ротора, соответствующее полному потокосцеплению самоиндукции с ней; $T = (x_{\mu} + x'_{s2})/r'_2$ — постоянная времени обмотки ротора, но выраженная не в секундах, а в электрических радианах. Постоянная времени контура в секундах T_c определяется отношением индуктивности контура L [en] к активному сопротивлению его r [om]. Индуктивное сопротивление контура $x = \omega_1 L$, где ω_1 — угловая частота (эл. pad/cek). Поэтому $T_c = L/r = x/\omega_1 r$, а $x/r = \omega_1 T_c = T$ — та же постоянная времени, но имеющая размерность электрических радиан. При частоте $f_1 = 50$ гµ частота $\omega_1 = 314$, т. е. постоянная T в 314 раз больше постоянной T_c .

Для некоторых характерных значений скольжения *s* асинхронная машина представляет собой определенные сопротивления *x*₂ и *r*₂.

1. Режим, при котором s = 0, носит название режима синхронного вращения, а сопротивление x_0 при s = 0 — синхронного сопротивления. Обозначая его x_c , получим из (15-19):

$$x_{\rm c} = x_{\rm \mu} + x_{\rm s1}.\tag{15-20}$$

Как видно, синхронное сопротивление есть не что иное, как индуктивное сопротивление обмотки статора, так как при s = 0 токи обмотки ротора равны нулю и потокосцепление с обмоткой статора имеет характер потокосцепления самоиндукции. Для рассматриваемого режима из (15-18) следует, что $r_{\theta} = r_1 + r_{\mu}$.

2. Режим, при котором s = 1,0 (ротор машины неподвижен), по аналогии с трансформатором называется режимом короткого замыкания. В соответствии с этим эквивалентные сопротивления называются и н дуктивным и активным сопротивлениями



Рис. 15-8. Схема замещения переходного сопро-

тивления (индуктивного

сопротивления короткого замыкания) асинхронной машины. короткого замыканияи обозначаются x_к и r_к. Положив в (15-19) s = 1,0, получим:

$$x_{\mathrm{R}} = x_{s1} + \frac{x_{\mu} + \frac{x_{s2}}{c_2}T^2}{1 + T^2},$$

где $c_2 = 1 + x'_{s_2}/x_{\mu}$.

При практически встречающихся значениях параметров

$$x_{ extsf{k}} \approx x_{ extsf{s}_1} + rac{x_{ extsf{s}_2}}{c_2}.$$
 (15-21)

Погрешность при таком определении x_{κ} не превосходит $0.1 \div 0.2\%$ (мощность машины больше $2-5 \kappa em$).

Сопротивление r_{κ} , определяемое при $r_{\mu} = 0$ с точностью до 1%, найдем из (15-19) в виде:

$$r_{\rm R} = r_1 + \frac{r_2}{c_2^2}.\tag{15-22}$$

3. Скольжение $s = \pm \infty$. Режим с таким скольжением практически неосуществим. Однако, как видно из (15-18), случай $s = \infty$ эквивалентен случаю с конечным значением s, но при $r'_2 = 0$. Поэтому сопротивление x_3 , получающееся при $s = \infty$, может быть использовано при расчетах, если влияние активного сопротивления обмотки ротора несущественно; оно называется п е р е х о д н ы м с о п р о т и в л е н и е м. Обозначив его x'_c , найдем из (15-19) при $s = \infty$:

$$x_{c}' = x_{s1} + \frac{x_{\mu} x_{s2}'}{x_{\mu} + x_{s2}'} = x_{s1} + \frac{x_{s2}'}{c_{2}}.$$
 (15-23)

Сравнение (15-21) и (15-23) показывает, что с достаточной степенью точности индуктивное сопротивление короткого замыкания и переходное сопротивление равны между собой ($x_{\kappa} = x'_{c}$).

Схема замещения для сопротивлений $x'_{c} = x_{\kappa}$, построенная по выражению (15-23), показана на рис. 15-8.

Активное сопротивление для режима с бесконечным скольжением, как показывает (15-19), равно $r_2 = r_1$.

Эквивалентные сопротивления r_9 и x_9 могут быть выражены через сопротивления x_c и x'_c . Используя (15-20), (15-23) и (15-19), получим:

$$r_{0} = r_{1} + \frac{(x_{c} - x_{c}^{'})^{Ts}}{1 + (Ts)^{2}}, \quad x_{0} = \frac{x_{c} + x_{c}^{'}(Ts)^{2}}{1 + (Ts)^{2}}.$$
 (15-24)

На основании выражений (15-24) нетрудно установить, что сопротивление $Z_{\vartheta} = r_{\vartheta} + jx_{\vartheta}$ представляет на комплексной плоскости окружность



Рис. 15-9. Эквивалентное сопротивление Z_3 асинхронной машины: a — диаграмма сопротивлений x_3 , r_3 ; δ — зависимость сопротивлений x_3 , r_9 от скольжения машины. $x_{\mu} = 1.9$; $x_{g1} = x'_{g2} = 0.1$; $r_1 = r'_2 = 0.05$ (сопротивления даны в относительных единицах).

радиуса $(x_c - x'_c)/2$ с координатами центра r_1 , $(x_c + x'_c)/2$. Для машины небольшой мощности она показана на рис.15-9. На окружности расставлены значения скольжения. Пунктиром показано сопротивление Z_9 с учетом потерь в стали машины $(r_{\mu} \neq 0)$. На этом же рисунке приведена зависимость x_9 , $r_9 = f(s)$.

Схема замещения асинхронной машины, приведенная на рис. 15-7, a, не всегда оказывается удобной для расчетов вследствие того, что параллельный контур с сопротивлением Z_{μ} включен посредине схемы. Поэтому наряду с уже представленной, так называемой Т-образной схемой замещения применяют Г-образную, в которой контур с сопротивлением Z'_{μ} включен на внешние зажимы схемы (рис. 15-7, δ).

Если поставить задачу, чтобы при преобразовании схемы из Т-образной в Г-образную ток \dot{I}_1 остался неизменным, то, сравнивая уравнения напряжения по контурам обеих схем, можно найти следующие соотношения между отдельными величинами на них:

$$\dot{I}_{2}^{"} = \frac{\dot{I}_{2}^{'}}{\dot{c}_{1}}, \quad Z_{1}^{'} = Z_{1}\dot{c}_{1}, \quad Z_{2}^{"} = Z_{2}\dot{c}_{1}^{*}, \quad r_{2}^{"} = r_{2}\dot{c}_{1}^{*},$$
$$Z_{\mu}^{'} = Z_{\mu}\dot{c}_{1} = Z_{\mu} + Z_{1}, \quad \dot{c}_{1} = 1 + \frac{Z_{1}}{Z_{\mu}}.$$

Полученная Г-образная схема соответствует Т-образной в отношении не только тока \dot{I}_1 , но и величин активной и реактивной мощностей, обусловленных параметрами вторичной цепи машины:

$$I_{2}^{"^{2}}r_{2}^{"} = \frac{I_{2}^{'^{2}}}{c_{1}^{2}}(r_{2}c_{1}^{*}) = I_{2}^{'^{2}}r_{2}, \quad I_{2}^{"^{*}}x_{s2}^{"} = I_{2}^{'^{2}}x_{s2}^{'}.$$

Следует отметить, что аргумент комплекса c_1 весьма мал — в машинах, мощность которых более 1—3 квт, он не превышает 2—3°. Поэтому в большинстве случаев можно вместо комплекса c_1 принимать во внимание лишь его модуль $c_1 \approx 1 + x_{s1} x_{s1}$.

Таким образом, вместо точной получают уточненную Г-образную схему замещения, для которой будем иметь:

$$\dot{I}_{2}'' = \frac{I_{2}'}{c_{1}}, \quad Z_{1}' = Z_{1}c_{1}, \quad Z_{2}'' = Z_{2}c_{1}', \quad r_{2}'' = r_{2}c_{1}', \quad Z_{\mu}' = Z_{\mu} + Z_{1}.$$

Поправочный коэффициент c_1 при обычных значениях индуктивных сопротивлений мало отличается от единицы: он равен 1,03—1,06. Поэтому в первом приближении можно принять $c_1 = 1,0$ и получить упрощенную схему замещения. Она имеет вид, представленный на рис. 15-7, 6, но ее параметры уже не содержат поправочного коэффициента, т. е. равны параметрам исходной Т-образной схемы:

$$I'_2 = I'_2, \quad Z'_1 = Z_1, \quad Z''_2 = Z'_2, \quad r''_2 = r'_2, \quad Z'_\mu = Z_\mu.$$

ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

§ 16-1. Векторные диаграммы асинхронной машины

Представление о качественных соотношениях между различными величинами, характеризующими режим работы асинхронной машины при заданном скольжении, можно получить из векторной диаграммы машины. Для ее построения определим прежде всего активную I_{2a} и реактивную I_{2r} (по отношению к э. д. с. E'_2) составляющие тока I'_2 ; из уравнения (15-13) или схемы замещения на рис. 15-7 найдем:

$$I'_{2a} = I'_{2} \cos \varphi_{a2} = \frac{r_{2}}{s} \cdot \frac{E'_{2}}{\left(\frac{r_{2}}{s}\right)^{2} + x'_{s2}},$$
(16-1)

$$I_{2r} = I_2' \sin \varphi_{\theta 2} = x_{\theta 2} \frac{E_2}{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_{s2}'^2},$$
(16-2)

где φ_{22} — угол между векторами $\dot{I'_2}$ и $\dot{E'_2}$. Из (16-1), (16-2) следует, что:

> 1) вектор активной составляющей тока ротора \dot{I}_{2a} совпадает по фазе с вектором \dot{E}'_2 при s > 0 (режимы двигателя и тормоза) и находится в противофазе с ним при s < 0 (режим генератора); 2) вектор реактивной составляющей тока ротора \dot{I}_{2r} при любом скольжении отстает на 90° от вектора \dot{E}_2 .

На рис. 16-1, *а* по уравнениям (15-12) — (15-15) построена векторная диаграмма асинхронного двигателя. В соответствии с (5-45), (5-46) мощность P_1 , потребляемая двигателем, и электромагнитная мощность обмотки статора $P_{\rm 3M1}$ равны:

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1, \tag{16-3}$$

$$P_{\mathfrak{M}_1} = m_1 E_1 I_1 \cos \varphi_{\mathfrak{H}_1}. \tag{16-4}$$

Электромагнитная мощность поля в зазоре, т.е. электромагнитная мощность машины, $P_{\rm PM}$ и механическая мощность двигателя $P_{\rm MX}$ были определены в § 15-6 и могут быть представлены в форме, аналогичной

ſ



Рис. 16-1. Векторные диаграммы асинхронной машины: а — режим двигателя; б, е — режим генератора; г — режим электромагнитного тормоза.

(16-3), (16-4), в виде:

$$P_{\partial M} = m_1 I_2^{\prime 2} \frac{r_2}{s} = m_1 E_2^{\prime} I_2^{\prime} \cos \varphi_{\partial 2}, \qquad (16-5)$$

$$P_{\rm MX} = m_1 I_2^{\prime 2} r_2^{\prime} \frac{1-s}{s} = m_1 U_r^{\prime} I_2^{\prime} \cos\left(\dot{U}_{r, \star}^{\prime} \dot{I}_2^{\prime}\right). \tag{16-6}$$

Из диаграммы на рис. 16-1, *а* видно, что все углы, определяющие мощности в (16-3) — (16-6), меньше 90°, поэтому в режиме двигателя $P_1 > 0$, $P_{\text{ЭМ}1} > 0$, $P_{\text{ЭМ}} > 0$, $P_{\text{MX}} > 0$.

На рис. 16-1, б по уравнениям (15-12) — (15-15) построена векторная диаграмма асинхронного генератора. Вектор I'_{2a} отложен под углом 180° относительно вектора $\dot{E'_2}$.

Мощность P_2 , отдаваемая генератором в сеть и равная $P_2 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1$, отрицательна, так как $\varphi_1 > 90^\circ$. Отрицательными оказываются и остальные мощности — P_{2M1} , P_{2M} , P_{MX} . Ранее было показано (§ 5-6), что, когда режимы генератора и двигателя рассматриваются самостоятельно и желательно в обоих случаях мощности машины иметь положительными, тогда следует в уравнениях напряжения обмоток изменить знак. В частности, если в обозначении напряжения на зажимах обмотки якоря опустить индекс 1, то для асинхронного генератора уравнение напряжения (15-12) примет вид:

$$\dot{U} = \dot{E}_1 - \dot{I}_1 Z_1.$$

Векторная диаграмма генератора, построенная по этому уравнению, представлена на рис. 16-1, в. Теперь в соответствии с (5-43), (5-44)

$$P_2 = m_1 U I_1 \cos \varphi, \quad P_{\text{BM1}} = m_1 E_1 I_1 \cos \varphi_{\text{B1}},$$

мощности P₂ и P_{эм1} положительны.

Мощности $P_{\text{эм}}$ и $P_{\text{мх}}$ также будут положительными, если их определять через напряжения — \dot{E}_2' и — \dot{U}'_r :

$$P_{\partial M} = m_1 E_2 I_2 \cos\left(-\dot{E}_2, I_2\right), \quad P_{MX} = m_1 U_r I_2 \cos\left(-\dot{U}_r, I_2\right).$$

Для удобства сравнения диаграмм на рис. 16-1, δ и s они построены при одном и том же положении вектора \dot{E}_1 .

Векторная диаграмма для асинхронной машины, работающей в режиме электромагнитного тормоза, приведена на рис. 16-1, г. Она построена с учетом того, что в этом режиме токи машины значительны, угол φ_{32} близок к 90°, а э. д. с. $E_1 = E'_2$ меньше, чем в режимах с малым скольжением. Как видно из диаграммы, $P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 > 0$; $P_{\Theta M} > 0$; $P_{\Theta M} < 0$. Отрицательный знак у P_{MX} обозначает, что, в отличие

от двигательного режима, механическая мощность в режиме тормоза поглощается машиной.

Наряду с векторными диаграммами асинхронной машины важное значение имеют количественные зависимости величин, определяющих режим, от скольжения, или, коротко, — х а р а к т е р и с т и к и а с и н х р о н н о й м а ш и н ы. В последующих параграфах этой главы рассматриваются наиболее важные из них, рассчитываемые с помощью уточненной Г-образной схемы замещения (§ 15-6).

§ 16-2. Токи, э. д. с. и коэффициенты мощности при различных значениях скольжения

Из уточненной Г-образной схемы замещения найдем токи ротора:

$$I_{2}'' = \frac{U_{1}}{c_{1} \sqrt{\left(r_{1} + \frac{c_{1}r_{2}'}{s}\right)^{2} + (x_{s1} + c_{1}x_{s2}')^{2}}}$$
(16-7)

$$I_2' = c_1 I_2''. (16-8)$$

Токи I''_2 , I'_2 можно представить в относительных единицах (см. § 6-5). Для этого разделим (16-8) и левую часть (16-7) на номинальный ток обмотки статора I_{1H} , а правую часть (16-7) — на величину U_{1H}/z_6 , равную I_{1H} . Здесь U_{1H} — номинальное напряжение обмотки статора, а z_6 — базисное сопротивление этой обмотки. Тогда получим соотношения (16-7), (16-8), которые будут содержать все величины, выраженные в относительных единицах:

$$I_{2}'' = \frac{U_{1}}{c_{1} \sqrt[]{\left(r_{1} + \frac{c_{1}r_{2}'}{s}\right)^{2} + (x_{s1} + c_{1}x_{s2}')^{2}}},$$

$$I_{2} = c_{1}I_{2}'',$$
(16-10)

И

$$\begin{split} I_{2}'' &= \frac{I_{2}''}{I_{1\mathrm{H}}}, \quad I_{2}' = \frac{I_{2}'}{I_{1\mathrm{H}}}, \quad U_{1} = \frac{U_{1}}{U_{1\mathrm{H}}}, \\ r_{1} &= \frac{r_{1}}{z_{0}} = \frac{I_{1\mathrm{H}}r_{1}}{U_{1\mathrm{H}}}, \quad r_{2}' = \frac{I_{1\mathrm{H}}r_{2}}{U_{1\mathrm{H}}}, \\ x_{s1} &= \frac{I_{1\mathrm{H}}x_{s1}}{U_{1\mathrm{H}}}, \quad x_{s2}' = \frac{I_{1\mathrm{H}}x_{s2}'}{U_{1\mathrm{H}}}. \end{split}$$

Ток другого контура на схеме замещения $I_{\mu 0}$ представляет собой намагничивающий ток асинхронной машины в режиме синхронного вращения

$$(s = 0; I_2 = 0); \text{ он равен}$$
$$I_{\mu 0} = \frac{U_1}{V(r_{\mu} + r_1)^2 + (x_{\mu} + x_{s1})^2} \approx \frac{U_1}{x_{\mu} + x_{s1}}.$$
(16-11)

Этот же ток в относительных единицах получается из (16-11) в виде:

$$I_{\mu 0} = \frac{U_1}{x_{\mu} + x_{s1}},$$
 (16-12)

где $x_{\mu} = I_{1H} x_{\mu} / U_{1H}$.

На диаграмме рис. 16-1, а был введен угол α — угол между векторами — \dot{I}'_2 и \dot{U}_1 . Поскольку на уточненной схеме замещения токи — \dot{I}'_2 и — \dot{I}''_2 совпадают по фазе, то угол α одновременно определяет положение вектора тока — \dot{I}''_2 относительно вектора напряжения \dot{U}_1 .

Обозначая угол сдвига тока $I_{\mu 0}$ относительно вектора U_1 через $\varphi_{\mu 0}$, получим на основании схемы замещения активную I_{1a} и реактивную I_{1r} составляющие тока статора в виде (рис. 16-2):

$$I_{1a} = I_{\mu 0} \cos \varphi_{\mu 0} + I_2'' \cos \alpha, \qquad (16-13)$$

$$I_{1r} = I_{\mu 0} \sin \varphi_{\mu 0} + I_2'' \sin \alpha. \tag{16-14}$$

Такими же соотношениями связаны и относительные значения токов:

$$I_{1a} = I_{\mu 0} \cos \varphi_{\mu 0} + I_2'' \cos \alpha, \qquad (16-15)$$

$$I_{1r} = I_{\mu 0} \sin \varphi_{\mu 0} + I_2'' \sin \alpha, \qquad (16-16)$$

где

$$\cos \alpha = \frac{r_{1} + \frac{c_{1}r_{2}}{s}}{\sqrt{\left(r_{1} + \frac{c_{1}r_{2}}{s}\right)^{2} + (x_{s1} + c_{1}x_{s2}')^{2}}} = \frac{r_{1} + \frac{c_{1}r_{2}'}{s}}{\sqrt{\left(r_{1} + \frac{c_{1}r_{2}'}{s}\right)^{2} + (x_{s1} + c_{1}x_{s2}')^{2}}}, (16-17)$$

$$\sin \alpha = \frac{x_{s1} + c_{1}x_{s2}'}{s} = \frac{x_{s1} + c_{1}x_{s2}'}{s}, (16-18)$$

$$\sin \alpha = \frac{1}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{c_1 r_2}{s}\right)^2 + (x_{s1} + c_1 x_{s2})^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{c_1 r_2}{s}\right)^2 + (x_{s1} + c_1 x_{s2})^2}}, (10-18)$$

$$\cos \varphi_{\mu 0} = \frac{r_{\mu} + r_{1}}{\sqrt{(r_{\mu} + r_{1})^{2} + (x_{\mu} + x_{s1})^{2}}} \approx \frac{r_{\mu} + r_{1}}{x_{\mu} + x_{s1}} = \frac{r_{\mu} + r_{1}}{x_{\mu} + x_{s1}}, \quad (16-19)$$

$$\sin \varphi_{\mu j} = \frac{x_{\mu} + x_{s1}}{\sqrt{(r_{\mu} + r_{1})^{2} + (x_{\mu} + x_{s1})^{2}}} \approx 1,0.$$
(16-20)







Полный ток статора и коэффициент мощности этой цепи равны:

$$I_{1} = \sqrt{I_{1a}^{2} + I_{1r}^{2}} \quad \text{или} \quad I_{1} = \sqrt{I_{1a}^{2} + I_{1r}^{2}}, \quad (16-21)$$

$$\cos \sigma_{r} = \frac{I_{1a}}{I_{1a}} = \frac{I_{1a}}{I_{1a}}, \quad (16-22)$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{I_{1a}}{I_1} = \frac{I_{1a}}{I_1}.$$
 (16-22)

Из диаграммы на рис. 16-1, *а* можно найти выражение для э. д. с. E_1 , проектируя вектор \dot{U}_1 и его составляющие один раз на направление вектора \dot{I}_1 , а другой раз — на направление, перпендикулярное вектору \dot{I}_1 . В результате получим:

$$E_{1} = \sqrt{(U_{1} \cos \varphi_{1} - I_{1}r_{1})^{2} + (U_{1} \sin \varphi_{1} - I_{1}x_{s1})^{2}} = VU_{1}^{2} - 2U_{1}(I_{1a}r_{1} + I_{1r}x_{s1}) + I_{1}^{2}(r_{1}^{2} + x_{s1}^{2}). \quad (16-23)$$

Выражение (16-23) в относительных единицах имеет вид:

$$E_{1} = \sqrt{U_{1}^{2} - 2U_{1}(I_{1a}r_{1} + I_{1r}x_{s1}) + I_{1}^{2}(r_{1}^{2} + x_{s1}^{2})}, \qquad (16-24)$$

где $E = E_1 / U_{1H}$.

Наконец, определим $\cos \varphi_{22}$, который в соответствии со схемой замещения на рис. 15-7, *а* равен

$$\cos \varphi_{\partial 2} = \frac{r'_{2}}{x'_{s \leq s} \sqrt{1 + \left(\frac{r'_{2}}{x'_{s \geq s}}\right)^{2}}} = \frac{r'_{2}}{x'_{s \geq s} \sqrt{1 + \left(\frac{r'_{2}}{x'_{s \geq s}}\right)^{2}}}.$$
 (16-25)

На рис. 16-3 представлены характеристики асинхронной машины: I_1 , I_2 , E_1 , $\cos \varphi_1$, $\cos \alpha$, $\cos \varphi_{\partial 2}$, = f(s) для широкого диапазона значений скольжения, рассчитанные по приведенным выше выражениям для ти-



Рис. 16-3. Характеристики асинхронной машины: а — область значительных скольжений; б — область малых скольжений.

 s_{0}, s_{H} — скольжения при холостом ходе и номинальной иаррузке. Зависимости от скольжения: $1 - I_{1}; 2 - I'_{2};$ $3 - E_{1}; 4 - \cos \varphi_{1}; 5 - \cos \alpha;$ $6 - \cos \varphi_{22}$. Кривые 4, 5, 6 пля рекима генератора нанесены на графике с отрицательным знаком. Парамстры машины: $r_{1} = c_{1}r'_{2} = 0.02;$ $x_{s_{1}} = c_{1}x'_{s_{2}} = 0.1; c_{1} = 1.04;$ $U_{1} = 1.0.$

пичных значений параметров машин средней мощности. Характеристики определены при постоянстве напряжения статора, которое принято равным $U_1 = 1,0$.

Эти характеристики указывают на следующие особенности:

1) режим тормоза (s > 1,0) практически не может быть осуществлен без включения дополнительных сопротивлений в цепи обмоток асинхронной машины вследствие значительных токов статора и ротора;

2) во всем диапазоне нагрузки двигателя от нуля $(M_2 = 0; s = s_0)$ до номинального значения $(M_2 = M_{2H}; s = s_H)$ мало изменяются Э. д. с. E_1 п сов φ_{22} , практически равный единице;

3) при значительном скольжении (s >0,3 \div 0,5) э. д. с. E_1 и токи I_1 , I_2 мало изменяются с увеличением скольжения, причем токи имеют наибольшее значение, в пять-шесть раз превышающее номинальный ток машины, а э. д. с. E_1 примерно в два раза меньше, чем в режиме нормальной нагрузки;

4) в диапазоне скольжений от нуля до s_0 значение $\cos lpha \approx 1,0$ и, следовательно, ток ротора I_2 является чисто активным.

§ 16-3. Электромагнитный момент асинхронной машины

Установившийся режим работы асинхронной машины определяется, с одной стороны, уравнениями ее электрических цепей, которые были рассмотрены в гл. 15, а с другой — уравнением моментов. Последнее для асинхронной машины дано в виде соотношений (5-28), (5-29), содер жащих электромагнитный момент машины M_{2N} . Таким образом, полназ характеристика режима может быть дана только, если известно выражени электромагнитного момента через величины, входящие в уравнения электрических цепей машины.

Для получения указанного выражения воспользуемся общим соотно шением (5-19). Подставляя в него P_{3M} из (16-5), получим:

$$M_{_{9M}} = \frac{P_{_{9M}}}{\Omega_1} = \frac{m_1}{\Omega_1} E_2 I_2 \cos \varphi_{_{92}} = \frac{m_1}{\Omega_1} E_1 I_2 \cos \varphi_{_{92}} = c_M \Psi I_2 \cos \varphi_{_{92}}, \quad (16-26)$$

где $\Omega_1 = 2\pi f_1/p$; постоянная $c_M = 0.707 \ m_1 p$; $\Psi = \Phi w_1 k_{ool}$.

Для ряда задач важно знать электромагнитный момент как непосред ственную функцию скольжения машины *s*. Эту функцию нетрудно найти подставляя в (16-5) квадрат тока ротора из (16-7) и (16-8):

$$M_{\mathfrak{PM}} = \frac{P_{\mathfrak{PM}}}{\Omega_1} = \frac{m_1 U_1^* r_2'}{\Omega_1 s \left[\left(r_1 + \frac{c_1 r_2}{s} \right)^2 + (x_{s1} + c_1 x_{s2})^2 \right]} [\mathcal{HM}].$$
(16-27)

Для получения величины $M_{\text{эм}}$ в килограммометрах следует результат полученный в (16-27), разделить на 9,81. Из выражения (16-27) видно. что в области очень малых скольжений

Из выражения (16-27) видно. что в области очень малых скольжений когда величина, стоящая там в квадратных скобках, в основном опре деляется одним членом $(c_1r_2/s)^2$, момент M_{2M} практически пропорционален скольжению s. При значительных скольжениях величина в квадратных скобках в (16-27), напротив, незначительно зависит от s в момент M_{2M} изменяется обратно пропорционально скольжению. Следовательно, зависимость $M_{2M} = f(s)$ имеет максимум.

Найдем максимальный электромагнитный момент, который будем обозначать $M_{\text{макс}}$. Беря производную от $M_{\text{эм}}$ по *s* в (16-27) и приравнивая ее нулю, получаем уравнение $dM_{\text{эм}}/ds = 0$ относительно скольжения решение его представляет то скольжение s_m , при котором электромагнитный момент имеет максимальное значение $M_{\text{макс}}$.

Выполняя указанные операции, получаем:

$$s_m = \pm \frac{c_1 r_2}{\sqrt{r_1^2 + (x_{s1} + c_1 x_{s2}')^2}},$$
 (16-28)

где знаки плюс и минус относятся соответственно к двигательному к генераторному режимам асинхронной машины.

Подставив $c_1 r_2 / s_m$ из (16-28) в (16-27), найдем максимальное значени электромагнитного момента в виде:

$$M_{\text{Marc}} = \pm \frac{m_1 U_1^*}{2c_1 \Omega_1 \left[\pm r_1 + \sqrt{r_1^* + (x_{s1} + c_1 x_{s2}^*)^2} \right]} [HM].$$
(16-29)


Рис. 16-4. Механическая характеристика асинхронной машины.

Зависимость $M_{\Im M} = f(s)$, называемая механической характеристикой иногда называют также зависимость $s = f(M_{\Im M})$ или $n = f(M_{\Im M})$], представлена на рис. 16-4 для широкого диапазона скольжения, включающего все возможные режимы асинхронной машины. Поскольку при определении момента $M_{\Im M}$ режимы генератора и двигателя рассматриваются при одном и том же напряжении, приложенном к обмотке статора, — напряжении сети U_1 , знаки момента в указанных режимах различны.

Следует отметить, что в (16-27), (16-29) величина U_1 представляет фазное напряжение.

Выражение (16-29) показывает, что максимальный электромагнитный момент асинхронной машины не зависит от величины активного сопротивления цепи обмотки ротора. Вместе с тем скольжение s_m , при котором $M_{2M} = M_{\text{макс}}$, как это видно из (16-28), пропорционально сопротивлению r_2 . Поэтому для увеличенных значений сопротивления r_2 максимум механической характеристики асинхронной машины $M_{2M} = f(s)$ перемещается в сторону больших скольжений, не изменяясь по величине (рис. 16-5).

Подобное видоизменение механической характеристики, в частности, получается при включении в цепь обмотки фазного ротора добавочного (внешнего) активного сопротивления $r_{\rm d}$, увеличивающего активное сопротивление всей цепи обмотки ротора. Выражения (16-27), (16-29) позволяют сделать вывод о том, как влияю параметры машины и напряжение на зажимах обмотки статора на величину электромагнитного момента $M_{\rm DM}$ и его максимальное значение $M_{\rm Marce}$ Увеличение индуктивных сопротивлений рассеяния цепей статора и ротора x_{s1} , x'_{s2} (или включение добавочных индуктивных сопротивлений в эти цепи) приводит к уменьшению как $M_{\rm Marce}$, так и $M_{\rm PM}$ для любого заданного скольжения. Аналогичный эффект оказывает сопротивление *r* (или добавочное активное сопротивление в цепи статора) при s > 0.

Весьма важной является квадратичная зависимость моментов $M_{\rm PM}$ и $M_{\rm Make}$ от напряжения U_1 . Снижение напряжения U_1 по сравнению с номинальным значением обусловливает уменьшение максимального момента $M_{\rm Make}$, что может нарушить нормальную работу асинхронного двигателя (см. § 17-5).

На механической характеристике асинхронного двигателя, кромточки с координатами $M_{\text{макс}}$, s_m , важное значение имеют еще две: точка соответствующая номинальному режиму работы, при котором электро магнитный момент и скольжение имеют номинальные значения $M_{\text{в}}$, s_m и точка со скольжением s = 1,0. Последняя связана с началом процесси



Рис. 16-5. Механическая характеристика асинхронной машины при различном активном сопротивлении цепи ротора

 $1 - r_{\underline{n}} = 0; \ 2 - r_{\underline{n}} = 2r_2'; \ 3 - r_{\underline{n}} = 4r_2'; \ s_{m1}, \ s_{m2}, \ s_{m3}$ - скольжения, соответствующие максимальному электромагнитному моменту.

пуска двигателя в ход. Поэтому электромагнитный момент на характеристике $M_{\rm BM} = f(s)$ при s = 1,0 назовем пусковым моментом и обозначим $M_{\rm n}$. Обычно моменты $M_{\rm Makc}$ и $M_{\rm n}$ выражают в долях номинального электромагнитного момента $M_{\rm H}$. Отношения $M_{\rm Makc}/M_{\rm H} = k_{\rm m}$ и $M_{\rm n}/M_{\rm H} = k_{\rm n}$ называют кратностями максимального и пускового моментов.

Достаточно простое аналитическое выражение для механической характеристики асинхронного двигателя было предложено Клоссом: оно определяет отношение $M_{\rm 2M}/M_{\rm Makc}$. Деля (16-27) на (16-29) и подставляя s_m из (16-28), получаем:

$$\frac{M_{\rm BM}}{M_{\rm MAKC}} = \frac{2c_1r_2\left[\pm r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_{s1} + c_1x_{s2}')^2}\right]}{s\left[\left(r_1 + \frac{c_1r_2'}{s}\right)^2 + (x_{s1} + c_1x_{s2}')^2\right]} = \frac{2\left(c_1r_2'\right)^2\left(1 + \frac{r_1}{c_1r_2'}s_m\right)}{s_ms\left[\left(\frac{c_1r_2'}{s_m}\right)^2 + \frac{2r_1c_1r_2'}{s} + \left(\frac{c_1r_2'}{s}\right)^2\right]}.$$

Обозначая

$$2 \frac{r_1}{c_1 r_2} s_m = \zeta,$$

находим

$$\frac{M_{\rm 3M}}{M_{\rm Make}} = \frac{2+\zeta}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + \zeta}.$$
 (16-30)

Соотношение (16-30) известно под названием формулы Клосса. При приближенных расчетах можно пользоваться упрощенным выражением, полагая в (16-30) $\zeta = 0$:

$$\frac{M_{\rm PM}}{M_{\rm MARC}} \approx \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}}.$$
(16-31)

Формула Клосса дает возможность построить механическую характеристику по каталожным данным асинхронного двигателя. В каталогах, в частности, даются значения $k_{\rm M} = M_{\rm Marc}/M_{\rm H}$ и $s_{\rm H}$. Полагая в (16-31) $M_{\rm PM} = M_{\rm H} = M_{\rm Marc}/k_{\rm M}$ и $s = s_{\rm H}$, можно найти величину s_m , а затем использовать (16-31) для любых скольжений.

При более точном определении механической характеристики пользуются выражением (16-30), из которого предварительно определяют скольжение s_m, считая, что

$$\zeta \approx 2s_m. \tag{16-32}$$

(Предположено, что $r_1 \approx r_2 c_1$.)

§ 16-4. Электромагнитная и механическая мощности асинхронной машины

Электромагнитная мощность

$$P_{\rm PM} = M_{\rm PM} \Omega_1, \tag{16-33}$$

т. е. пропорциональна электромагнитному моменту, так как скорость Ω_1 при постоянстве частоты сети неизменна. Поэтому мощность $P_{\text{эм}}$ меняется со скольжением так же, как и момент $M_{\text{эм}}$ (рис. 16-4).

Механическая мощность машины $P_{\rm MX}$ и потери в обмотке ротора $p_{\rm M2}$ в соответствии с (16-5) и (16-6) равны

$$P_{\rm MX} = P_{\rm PM} \, (1 - s), \tag{16-34}$$

$$p_{\rm M2} = P_{\rm PM} s. \tag{16-35}$$

Выражения (16-34) й (16-35) указывают на важные энергетические соотношения в асинхронной машине, а именно: только (1 — s)-я часть электромагнитной мощности преобразуется в мощность механическую (или наоборот), а s-я часть представляет электрическую мощность обмотки ротора. Если обмотка ротора является короткозамкнутой, то указанная электрическая мощность есть не что иное, как потери в этой обмотке p_{M2} . Следовательно, асинхронная машина с короткозамкнутой обмоткой ротора будет работать с высоким значением коэффициента полезного действия только при малых значениях скольжения.

Механическая мощность, подобно электромагнитной мощности, имеет свой максимум при некотором скольжении s_p , в общем случае отличающемся от скольжения s_m , соответствующего максимуму $P_{\text{ЭМ}}(M_{\text{ЭМ}})$. Подставляя $M_{\text{ЭМ}}$ из (16-30) в (16-33), а полученный результат — в

Подставляя *M*_{эм} из (16-30) в (16-33), а полученный результат — в (16-34) и обозначая максимальное значение электромагнитной мощности *M*_{макс}Ω₁ через *P*_{эм макс}, находим:

$$P_{\rm MX} = P_{\rm DM,Makc} \frac{2+\zeta}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + \zeta} (1-s).$$
(16-36)

Дифференцируя последнее выражение по *s* и приравнивая производную нулю. получим уравнение $dP_{\rm MX}/ds = 0$, из которого при $\zeta < 0.2 \div 0.3$ определим для режимов с s > 0 скольжение s_{ν} в виде:

$$s_p \approx s_m \left(1 \frac{1}{1+s_m^2} - s_m \right). \tag{16-37}$$



Рис. 16-6. Характеристики мощности эсинхронного двигателя: a — зависимости электромагнитной и механической мощности от скольжения; кривые: $l - s_m = 0,1$; $2 - s_m = 1,0$; δ — зависимости: $3 - P_{\text{MX. Макс}}/P_{\text{ЭМ. Макс}}$ и $4 - s_p = f(s_m)$.

Подставив (16-37) в (16-36), найдем максимальную механическую мощность $P_{\text{мх.макс}}$:

$$P_{\text{MX.Makc}} = P_{\text{PM.Makc}} \frac{(2+\zeta) \left(\sqrt{1+s_m^2}-s_m\right)}{1+\zeta \left(\sqrt{1+s_m^2}-s_m\right)+\left(\sqrt{1+s_m^2}-s_m\right)^2} \times \left[1-s_m \sqrt{\left(1+s_m^2}-s_m\right)}\right]. \quad (16-38)$$

При $s_m \leq 0.2$ формула (16-38) имеет приближенное выражение:

$$P_{\text{MX.Makc}} \approx P_{\text{PM.Makc}} (1 - s_m). \tag{16-39}$$

Отметим, что скольжения $s_m > 0,1 \div 0,2$ практически получаются только в случае включения в цепь обмотки ротора внешнего активного сопротивления.

Механическая мощность, как видно из (16-34), равна нулю при s = 1 (машина неподвижна) и при s = 0 (синхронное вращение), когда $P_{\text{эм}} = 0$.

На рис. 16-6 приведены характеристики $P_{\text{эм}}$, $P_{\text{мх}} = f(s)$ для режимов с s > 0 для двух значений скольжения s_m , а также зависимость: $P_{\text{мх,макс}}/P_{\text{эм,макс}}$, $s_p = f(s_m)$. Они построены в предположении $\zeta = 0$.

§ 16-5. Момент и мощность машины в относительных единицах

Выше (§ 6-5) уже отмечалось удобство измерения различных величин, характеризующих режим работы машины, и ее параметров в относительных единицах. Для представления моментов и мощностей в относительных единицах необходимо выбрать базисные значения указанных величин.

Условимся считать базисной мощностью S₆ полную мощность обмотки якоря машины при номинальном ее режиме S_H:

$$S_6 = S_{\rm H} = m_1 U_{1\rm H} I_{1\rm H}. \tag{16-40}$$

Отметим, что базисная мощность S₆ может быть выражена через базисное сопротивление $z_0 = U_{1H}/I_H$:

$$S_{5} = m_{1}U_{1H}I_{1H} = \frac{m_{1}U_{1H}}{z_{5}}.$$
 (16-41)

В качестве базисного момента M_6 примем момент, определяемый выражением

$$M_6 = \frac{S_6}{\Omega_1},\tag{16-42}$$

где Ω_1 — синхронная скорость машины.

Из определений (16-40), (16-42) следует, что базисная мощность и момент не совпадают с понятиями номинальных значений активной мощности и момента. Так, номинальные значения полезной (отдаваемой) мощности для генератора и двигателя соответственно равны:

$$P_{2\rm H} = m_1 U_{1\rm H} I_{1\rm H} \cos \varphi_{1\rm H} = S_6 \cos \varphi_{1\rm H}, \qquad (16-43)$$

$$P_{2\rm H} = m_1 U_{1\rm H} I_{1\rm H} \cos \varphi_{1\rm H} \eta_{\rm H} = S_5 \cos \varphi_{1\rm H} \eta_{\rm H}. \tag{16-44}$$

Номинальный момент на валу двигателя (номинальный полезный момент) М_{2н} по общему соотношению (5-29) практически равен номинальному электромагнитному моменту $M_{\rm H}$, так как момент $M_{\rm Mx}$, обусловленный механическими потерями, незначителен:

$$M_{2\mathrm{H}} \approx M_{\mathrm{H}}.$$
 (16-45)

Что касается номинального электромагнитного момента машины $M_{\rm H}$, то он связан с номинальной электромагнитной мощностью Р_{ам.н} соотношением (16-33). Для двигателя на основании энергетической диаграммы [см. § 5-3 и выражения (5-10), (5-11)] будем иметь:

$$P_{\rm PM.H} = m_1 U_{\rm 1H} I_{\rm 1H} \cos \varphi_{\rm 1H} - (p_{\rm C.H} + p_{\rm M1H}) = S_6 \cos \varphi_{\rm 1H} - (p_{\rm C.H} + p_{\rm M1H}),$$

где p_{с.н}, p_{м1н} — потери в стали и в обмотке якоря в номинальном режиме. С другой стороны, к. п. д. двигателя в номинальном режиме равен

$$\eta_{\rm H} = 1 - \frac{p_{\rm H}}{m_1 U_{1\rm H} I_{1\rm H} \cos \varphi_{1\rm H}} = 1 - \frac{p_{\rm H}}{S_6 \cos \varphi_{1\rm H}}$$

где p_н — сумма всех потерь машины в номинальном режиме.

В первом приближении можно принять: $p_{c,H} + p_{M1H} \approx \frac{1}{2} p_{H}$; тогда $M_{H} = \frac{P_{3M,H}}{\Omega_{1}} \approx \frac{S_{5} \cos \varphi_{1H} - 0.5 p_{H}}{\Omega_{1}} = \frac{S_{5} \cos \varphi_{1H}}{\Omega_{1}} (1 - \Delta) = M_{5}^{2} \cos \varphi_{1H} (1 - \Delta), (16-46)$ где $\Delta = 0.5 (1 - \eta_{H}).$

Аналогичным образом получим выражение для номинального электромагнитного момента генератора в виде:

$$M_{\rm H} = \frac{P_{\rm 2M,H}}{\Omega_1} \approx \frac{S_6 \cos \varphi_{\rm 1H}}{\Omega_1} (1 + \Delta) = M_6 \cos \varphi_{\rm 1H} (1 + \Delta). \tag{16-47}$$

Для машин большой мощности, имеющих $\eta_{\rm H} > 0.96 \div 0.97$, в выражениях (16-46), (16-47) можно пренебречь величиной Δ по сравнению с 1.0 и считать, что

$$M_{\rm H} \approx M_{\,6} \cos \varphi_{\rm 1H}.$$
 (16-48)

Используя принятые базисные величины момента и мощности, нетрудно получить, например, электромагнитный момент и электромагнитную мощность в относительных единицах.

Деля (16-26) на M_6 и принимая во внимание (16-42) и (16-40), получим первую форму выражения электромагнитного момента в относительных единицах:

$$M_{_{9M}} = \frac{M_{_{9M}}}{M_6} = E_1 I_2 \cos \varphi_{_{92}}.$$
 (16-49)

Деля (16-27) на M_5 , представленный выражением (16-42), в котором S_6 следует заменить ее выражением (16-41), получаем:

$$M_{\rm PM} = \frac{M_{\rm PM}}{M_6} = \frac{U_1^2 r_2}{s \left[\left(r_1 + \frac{c_1 r_2}{s} \right)^2 + (\boldsymbol{x}_{s1} + c_1 \boldsymbol{x}_{s2})^2 \right]}.$$
 (16-50)

Подобным же образом с помощью (16-29) и (16-42) найдем максимальный электромагнитный момент в относительных единицах:

$$M_{\text{Make}} = \frac{M_{\text{Make}}}{M_6} = \pm \frac{U_1^2}{2c_1 \left[\pm r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_{s1} + c_1 x_{s2}')^2} \right]}.$$
 (16-51)

Кратности максимального и пускового моментов $k_{\rm M} = M_{\rm Marc}/M_{\rm H}$ и $k_{\rm m} = M_{\rm m}/M_{\rm H}$ двигателя, принимая во внимание (16-46), получим теперь в виде:

$$k_{\rm M} = \frac{M_{\rm MAKC}}{M_{\rm H}} = \frac{M_{\rm MAKC}}{M_6} \cdot \frac{M_6}{M_{\rm H}} = \frac{M_{\rm MAKC}}{\cos \varphi_{\rm 1H} \left(1 - \Delta\right)},\tag{16-52}$$

$$k_{\rm m} = \frac{M_{\rm m}}{M_{\rm H}} = \frac{M_{\rm m}}{M_{\rm 0}} \cdot \frac{M_{\rm 0}}{M_{\rm H}} = \frac{M_{\rm m}}{\cos \varphi_{\rm 1H} (1 - \Delta)},\tag{16-53}$$

где M_п — пусковой момент в относительных единицах.

Из (16-33) и (16-42) следует, что электромагнитная мощность в относительных единицах $P_{\rm PM} = P_{\rm PM}/S_6$, численно равна электромагнитному моменту в относительных единицах $M_{\rm PM} = M_{\rm PM}/M_6$:

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{PM}} = \boldsymbol{M}_{\mathrm{PM}}.\tag{16-54}$$

§ 16-6. Область устойчивой работы асинхронной машины

Установившийся режим работы электрической машины характеризуется постоянством всех величин (в случае периодических токов и напряжений имеется, конечно, в виду постоянство их амплитуд), определяющих его: скорости вращения ротора, токов в цепях машины, мощностей. Необходимым условием для этого являются: 1) неизменность во времени «внешних сил», действующих на машину (напряжений, приложенных к ее обмоткам, и момента механической силы на валу); 2) возможность равновесия «сил» при постоянстве токов в обмотках и скорости вращения ротора машины.

Так, равновесие моментов, действующих на ротор двигателя, при постоянстве скорости вращения выражается уравнением моментов (5-29):

$$M_{\rm am} = M_2 + M_{\rm mx}.$$
 (16-55)

На рис. 16-5 показана механическая характеристика асинхронной машины, построенная при постоянстве напряжения на обмотке статора U₁, и на ней отмечены две точки (А и В), относящиеся к двигательному режиму, в которых имеет место равновесие моментов (16-55). Казалось бы, что при постоянстве моментов установившийся режим асинхронного двигателя возможен при двух различных значениях скольжения, определяемых указанными точками. Это заключение будет справедливо только в том случае, если «внешние силы», действующие на асинхронный двигатель, абсолютно неизменны. Однако в практических условиях, когда напряжение двигателя U₁ и момент на валу M₂ в общем сохраняются постоянными, неизбежно будут возникать весьма малые изменения в указанных величинах. Но тогда, сколь бы малыми ни были изменения в напряжении U₁ или моменте M₂, уравнение (16-55) перестает быть справедливым, поскольку изменение в M_{PM} , вызванное отклонением U_1 от заданной величины, и изменение в M_2 в общем случае не равны друг другу. Вследствие этого равновесие моментов, действующих на ротор при постоянном значении скорости, нарушается и оно описывается уже уравнением (5-25):

$$M_{\text{PM}} - M_2 - M_{\text{MX}} = J \frac{d\Omega}{dt}.$$
 (16-56)

Из уравнения (16-56) следует, что если $M_{\rm PM} - M_2 - M_{\rm MX} \neq 0$, то на ротор машины начинает действовать динамический момент, равный $J \, \frac{d\Omega}{dt}$.

Чтобы уяснить характер процесса, возникающего при неравном нулю динамическом моменте, рассмотрим конкретный случай.

Пусть асинхронный двигатель работает в режиме, характеризуемом точкой A на рис. 16-5, соответствующей равновесию моментов при постоянстве скорости ротора машины. Допустим, что при постоянстве U_1 исходный момент M_{20} увеличился на небольшую величину ΔM_2 . Тогда вслед за увеличением момента M_2 из (16-56) будем иметь: $-\Delta M_2 = J (d\Omega/dt)_0$. Следовательно, на ротор двигателя начнет действовать отрицательное ускорение, равное $(d\Omega/dt)_0 = -\Delta M_2/J$, которое будет вызывать снижение скорости или увеличение скольжения машины.

Будем считать, что при изменении скольжения двигателя величина его электромагнитного момента определяется механической характеристикой $M_{\rm PM} = f(s)$. Тогда при увеличении скольжения, как видно из рис. 16-5, электромагнитный момент $M_{\rm PM}$ также будет увеличиваться. В точке *Б* механической характеристики двигателя вновь наступает равновесие моментов $M_{\rm PM} - M_{20} - \Delta M_2 - M_{\rm MX} = 0$ и $d\Omega/dt = 0$. Таким образом, в рассматриваемом случае при весьма малом увеличении момента M_2 установившийся режим асинхронного двигателя, характеризуемый точкой *A* на рис. 16-5, нарушается, но затем следует переход к новому установившемуся режиму в точке *Б* механической характеристики, расположенной по соседству с исходной точкой *A*.

Про исходный режим двигателя в точке A говорят, что он с т а т ически устойчив. Это значит, что при весьма малом изменении «внешних сил» (при весьма малом возмущении установившегося режима) работа двигателя в установившемся режиме возможна.

Теперь допустим, что установившийся режим двигателя соответствует точке B механической характеристики. При увеличении момента M_2 на малую величину ΔM_2 возникает, как и в первом случае, отрицательный динамический момент. Но теперь увеличение скольжения, как это видно из рис. 16-5, вызывает уменьшение момента $M_{\rm 2M}$ по сравнению с тем его значением, которое определяло исходный установившийся режим в точке B. Поэтому по мере отклонения режима от исходного установившегося, как показывает уравнение (16-56), отрицательный динамический момент $Jd\Omega/dt$ будет увеличиваться по абсолютному значению, а скорость машины непрерывно изменяться.

Таким образом, незначительное увеличение момента M_2 в данном случае не приводит к новому установившемуся режиму двигателя со скоростью, мало отличающейся от первоначальной. Про исходный режим

двигателя в точке *В* говорят, что онстатически неустойчив: сколь угодно малое возмущение не приводит к новому установившемуся режиму, мало отличающемуся от исходного.

Если рассмотреть уменьшение момента M_2 на величину ΔM_2 , то нетрудно показать, что и в этом случае установившийся режим в точке Aмеханической характеристики является статически устойчивым, а режим в точке B — статически неустойчивым. При этом режим, характеризуемый точкой B, перейдет в устойчивый режим, определяемый равновесием моментов вблизи точки A механической характеристики.

Как следует из приведенных примеров,

для длительного существования установившегося режима работы машины недостаточно одного равновесия моментов в исходном установившемся режиме. Необходимо еще, чтобы этот режим был статически устойчивым. Кроме того, устойчивость или неустойчивость режима не зависит от вида возмущения, приводящего к нарушению установившегося режима.

Признак статической устойчивости машины нетрудно установить на основании уравнения моментов (16-56). Полагая, что момент механической силы на валу двигателя M_2 в общем случае является функцией скорости, и обозначая $M_2 + M_{\rm MX} = M$, получим в результате дифференцирования уравнения (16-56) по скорости Ω :

$$\frac{dM_{\rm PM}}{d\Omega} - \frac{dM}{d\Omega} = J \frac{d^2\Omega}{dt^2} \cdot \frac{dt}{d\Omega} = \frac{J}{\frac{d\Omega}{dt}} \cdot \frac{d^2\Omega}{dt^2}.$$
 (16-57)

Обозначим для краткости $dM_{\rm PM}/d\Omega - dM/d\Omega = a$, $d\Omega/dt = y$; тогда уравнение (16-57) перепишется в виде:

$$\frac{dy}{dt} - \frac{a}{J}y = 0.$$

Последнее уравнение, как известно, имеет решение

$$y = \frac{d\Omega}{dt} = C\varepsilon^{\int_{0}^{t} \frac{a}{J} dt}, \qquad (16-58)$$

где C — постоянная, определяемая начальным значением ускорения $(d\Omega/dt)_0$ при t = 0.

Решение (16-58) показывает, что если a > 0, то с течением времени $d\Omega/dt$ не обращается в нуль и, следовательно, новый установившийся режим с постоянной скоростью невозможен. Напротив, при a < 0 произ-

водная $d\Omega/dt$ от своего начального значения $(d\Omega/dt)_0$ стремится к нулю и установившийся режим возможен.

Таким образом, режим машины статически устойчив, если выполияется неравенство

$$\frac{dM_{\rm 2M}}{d\Omega} - \frac{dM}{d\Omega} < 0, \tag{16-59}$$

и он неустойчив, если

$$\frac{dM_{2M}}{d\Omega} - \frac{dM}{d\Omega} > 0. \tag{16-60}$$

В частном случае, когда момент механических сил M не зависит от скорости вращения машины и $dM/d\Omega = 0$, условие ее статической устойчивости принимает вид:

$$\frac{dM_{\rm PM}}{d\Omega} < 0, \tag{16-61}$$

или, если иметь в виду, что $\Omega = \Omega_1 (1 - s)$,

$$\frac{dM_{\rm 2M}}{ds} > 0. \tag{16-62}$$

На механической характеристике асинхронной машины можно выделить область значений скольжения, при которых машина статически устойчива, — область статической устойчивости машины. На основании (16-62) она включает скольжения, находящиеся между отрицательным и положительным значениями скольжения s_m , соответствующими максимуму электромагнитного момента (часть механической характеристики между точками Γ и \mathcal{A} на рис. 16-5). Область других скольжений машины образует область статической н е устойчивости. Граница между отмеченными областями (граница статической устойчивости), очевидно, определяется при постоянстве M равенством

$$\frac{dM_{\rm PM}}{ds} = 0, \tag{16-63}$$

т. е. соответствует точкам максимального электромагнитного момента на механической характеристике машины.

Из изложенного следует, что при M = const и нормальном значении $s_m < 1,0$ режим электромагнитного тормоза (s > 1,0) статически неустойчивый. Для возможности использования этого режима при постоянной скорости вращения машины необходимо иметь механическую характеристику, у которой $s_m > 1,0$. У асинхронной машины с нормальными параметрами это может быть практически достигнуто путем включения в цепь обмотки ротора внешнего активного сопротивления.

УСТАНОВИВШИЕСЯ РЕЖИМЫ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ И ОПЫТНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЕГО ПАРАМЕТРОВ

§ 17-1. Общие замечания

Характеристики асинхронной машины могут быть рассчитаны с помощью полученных в предыдущей главе выражений. Они будут в значительной степени достоверными, если в основу расчета положить параметры машины, определенные опытным путем. С этой же точки зрения целесообразно использовать опытные значения параметров при применении схемы замещения асинхронной машины.

Активное сопротивление обмотки статора r_1 для большинства асинхронных машин (за исключением, быть может, машин весьма большой мощности) можно считать равным сопротивлению, измеренному на постоянном токе. В машинах с фазным ротором таким же образом можно измерить активное сопротивление обмотки ротора r_2 .

Остальные параметры схемы замещения асинхронной машины опытным путем определяются только в некоторых сочетаниях друг с другом.

Допустим, что с помощью приборов, включенных в цепь обмотки статора асинхронного двигателя, измеряются те эквивалентные активное (r_9) и индуктивное (x_9) сопротивления, которые представляет машина по отношению к сети с напряжением U_1 . Эти сопротивления имеют общее выражение (15-24), из которого следует, что при различных значениях скольжения опытным путем можно определить лишь следующие параметры (при $r_{\mu} = 0$): r_1 , x_c , x'_c и T. При желании учесть потери в стали асинхронного двигателя надо экспериментально определить еще сопротивление r_{μ} . Поскольку сопротивление r_1 измеряется отдельно на постоянном токе, то опытным путем можно найти только четыре параметра, для чего достаточно двух режимов с различными скольжениями.

Наиболее простые соотношения между измеряемыми сопротивлениями r_9 , x_9 и определяемыми параметрами x_c , x'_c , T и r_μ получаются при s = 0 и s = 1,0. Однако режим с s = 0 практически неудобен, так как для его осуществления требуется вспомогательный двигатель, поскольку исследуемый асинхронный двигатель сам с синхронной скоростью вращаться не может. Поэтому режим синхронного вращения заменяют режимом холостого хода асинхронного двигателя ($M_2 = 0$); связь между параметрами в двух указанных режимах будет установлена в следующем параграфе.

Итак, в основе экспериментального определения параметров асинхронного двигателя лежат опыты холостого хода и короткого замыкания, выполнение которых не встречает затруднений.

Вместе с тем режимы холостого хода и короткого замыкания являются предельными режимами асинхронного двигателя. Отметим также, что режим короткого замыкания представляет интерес и с точки зрения начальной стадии пуска двигателя в ход. Все это указывает на важность режимов холостого хода и короткого замыкания и требует детального их рассмотрения.

§ 17-2. Режим холостого хода

Пусть асинхронный двигатель, приключенный к сети с напряжением U_1 , работает при отсутствии нагрузки на валу ($M_2 = 0$). Как уже отмечалось, такой режим двигателя называется р е ж и м о м х о л о с т о г о х о д а. Электромагнитный момент, развиваемый при этом двигателем, весьма мал. Из уравнения моментов (5-29) при $M_2 = 0$ следует соотношение в относительных единицах: $M_{\rm PM} = M_{\rm MX}$.

Величина $M_{\rm MX}$ обычно не превосходит 0,02—0,03. Незначительная величина момента $M_{\rm PM}$ при холостом ходе двигателя говорит о том, что весьма малыми должны быть в этом режиме скольжение s_0 и ток обмотки ротора I'_2 . В самом деле, э. д. с. первичной обмотки и напряжение, приложенное к ней, почти равны друг другу (см., например, рис. 16-3, 6); $E_1 \approx U_1$, а поскольку соз $\varphi_{\rm P2}$ можно считать равным единице, то из (16-49) найдем:

$$I_2' = \frac{M_{\partial M}}{U_1} = \frac{M_{MX}}{U_1}.$$
 (17-1)

Электромагнитный момент в области очень малых скольжений определяется из (16-50) в виде:

$$\boldsymbol{M}_{_{\mathrm{DM}}} \approx \frac{U_{1}^{2}s}{c_{1}^{2}\boldsymbol{r}_{2}^{\prime}}.$$
 (17-2)

Следовательно, скольжение двигателя в режиме холостого хода при номинальном напряжении сети из (17-2) получается равным: $s_0 \approx M_{\rm Mx} c_1^* r_2'$. Пусть, например, двигатель имеет следующие данные: $M_{\rm Mx} = 0.03$; $r_2 = 0.03$; $c_1 \approx 1.0$; $U_1 = 1.0$. Тогда при холостом ходе: $I_2 = 0.03$; $s_0 = 0.03 \cdot 0.03 = 0.0009$.

Мощность, потребляемая двигателем в режиме холостого хода P_{10} , полностью переходит в потери: $P_{10} = p_{M1} + p_c + p_{Mx} + p_{M2}$. При этом потери в обмотке ротора $p_{M2} = m_1 I_2^{-2} r_2$ ничтожно малы по сравнению

с другими потерями, так как относительное значение тока I_2 весьма мало; поэтому с большой степенью точности

$$P_{10} = m_1 U_1 I_{10} \cos \varphi_{10} = m_1 I_{10}^2 r_1 + p_c + p_{MX}, \qquad (17-3)$$

где φ_{10} — угол сдвига тока статора \dot{I}_{10} относительно напряжения \dot{U}_1 , или в относительных единицах:

$$P_{10} = U_1 I_{10} \cos \varphi_{10} = I_{10}^2 r_1 + p_c + p_{MX}.$$
(17-4)

Потери рс, рмх и мощность Р₁₀ выражены в долях базисной мощности S₆.

Активная составляющая тока холостого хода I₁₀ соs φ_{10} невелика, ибо ее величина определяется потерями двигателя. Реактивная составляющая тока холостого хода $I_{10} \sin \varphi_{10}$, напротив, значительна. Из уравнения м. д. с. двигателя (15-14), записанного в относительных единицах, следует, что реактивная составляющая намагничивающего тока $I_{ur} =$ $I_{10} \sin \varphi_{10}$, так как реактивная составляющая тока I'_2 в рассматриваемом режиме практически равна нулю. Но ток Iur, как и в трансформаторе, определяет величину потока в зазоре асинхронного двигателя. Однако если реактивная составляющая намагничивающего тока I_{иг} при номинальном напряжении в трансформаторах мала (0,025-0,08), то в асинхронных машинах она значительно больше и составляет 0,3-0,5 (большее значение относится к машинам небольшой мощности). Объясняется это тем, что трубки поля взаимной индукции в асинхронной машине пересекают воздушный зазор и поэтому встречают значительное магнитное сопротивление, тогда как в трансформаторе они целиком проходят в ферромагнитной среде.

Режим холостого хода используется для экспериментального определения параметров асинхронного двигателя — синхронного сопротивления x_c и активного сопротивления r_{μ} .

Синхронное сопротивление из (16-12) равно

$$x_c = x_{\mu} + x_{s1} \approx \frac{U_1}{I_{\mu 0}}.$$
 (17-5)

Сопротивление r_µ вычисляется по формуле (§ 15-6):

$$r_{\mu} = \frac{p_{\rm C}}{m_1 I_{\mu}^2},$$

в относительных единицах

$$r_{\mu} = \frac{P_{c}}{I_{\mu}^{2}} \approx \frac{P_{c}}{I_{\mu 0}^{2}}, \qquad (17-6)$$

так как намагничивающие токи в режимах холостого хода I_{μ} и синхронного вращения $I_{\mu 0}$ практически равны друг другу.

В опыте холостого хода измеряют мощность, потребляемую двигателем P_{10} , ток обмотки статора I_{10} и напряжение, приложенное к ней U_1 . Последнее обычно изменяют в пределах $(0,4 \div 1,2)$ $U_{1\mathrm{H}}$, если желательно определить параметры холостого хода при различных насыщениях магнитной цепи асинхронной машины.

При известном сопротивлении r_1 вычисляют мощность $P_{00} = P_{10} - m_1 I_{10}^2 r_1 = p_c + p_{MX}$ и затем на графике строят зависимость $P_{00} = f(U_1^2)$. Поскольку $p_c \sim B^2 \sim E_1^2 \approx U_1^2$, а механические потери p_{MX} остаются при изменении напряжения неизменными, за-



Рис. 17-1. Потери холостого хода асинхронного двигателя и их разделение.

висимость $P_{00} = f(U_1^s)$ очень близка к прямой. Продолжая на графике эту прямую до пересечения с осью ординат, определяем величину потерь p_{MX} (рис. 17-1). Таким образом, потери p_c и p_{MX} оказываются разделенными, и потери в стали p_c нетрудно вычислить для любого напряжения U_1 . Потери p_c и p_{MX} удобно представить в относительных единицах.

Далее необходимо вычислить ток $I_{\mu 0}$. Используя выражения (16-15) и (16-16) и учитывая, что в режиме холостого хода $\alpha \approx 0$, найдем:

$$I_{\mu 0} = \sqrt{I_{10}^2 - 2(I_{10}\cos\varphi_{10})I_2'' + I_2''^2} \approx \sqrt{I_{10}^2 - 2\frac{P_{10}}{U_1}I_2' + I_2'^2}.$$
 (17-7)

При напряжениях U_1 , несильно отличающихся от единицы, ток I'_2 , как было показано выше, весьма мал, и вместо (17-7) в этом случае будем иметь: $I_{\mu 0} \approx I_{10}$. При напряжениях U_1 , значительно отличающихся от единицы, ток $I_{\mu 0}$ следует вычислять по (17-7), для чего необходимо предварительно определить ток I'_2 из (17-1), имея в виду, что $M_{\rm MX} \approx p_{\rm MX}$. Затем по формулам (17-5), (17-6) можно вычислить сопротивления x_c и r_a .

Характер изменения указанных сопротивлений в зависимости от величины напряжения U_1 такой же, как у аналогичных сопротивлений трансформатора (§ 7-4); однако диапазон изменения сопротивлений значительно меньше, чем в трансформаторе, поскольку насыщение ферромагнитных участков магнитной цепи асинхронной машины сказывается меньше благодаря наличию в ней воздушного зазора. При номинальном напряжении сопротивление x_c асинхронной машины различной мощности находится в пределах 2-3, а сопротивление r_{μ} равно 0,12-0,20.

§ 17-3. Режим короткого замыкания

Режим короткого замыкания асинхронного двигателя возникает в том случае, когда его ротор оказывается заторможенным и, следовательно, скорость вращения машины равна нулю (s = 1,0). Такой режим при номинальном (или близком к нему) напряжении на обмотке статора U_1 для двигателя опасен, так как токи в цепях машины будут значительно превосходить номинальные значения (см. рис. 16-3 а). Однако режим короткого замыкания при пониженных значениях напряжения U_1 используется для экспериментального определения параметров асинхронной мащины.

Физическая картина явлений, происходящих в режиме короткого замыкания асинхронного двигателя, такая же, как и в короткозамкнутом трансформаторе (§ 7-5). Вместе с тем количественные соотношения в этих двух случаях различны.

Прежде всего, напряжение короткого замыкания U_{κ} , при котором токи цепей машины в рассматриваемом режиме равны номинальным, у асинхронного двигателя значительно больше, чем у трансформатора, и составляет 0,15—0,25. Объясняется это тем, что индуктивное сопротивление короткого замыкания машины x_{κ} определяется фактически суммой сопротивлений рассеяния первичной (x_{s1}) и вторичной (x_{s2}) обмоток. Но в асинхронном двигателе поля рассеяния в пазовой части машины (пазовое рассеяние) пересекают воздушный промежуток сравнительно меньшей длины (рис. 1-24, δ), чем поля рассеяния в трансформаторе. Поэтому потоки рассеяния в асинхронном двигателе относительно сильнее развиты, чем в трансформаторе, следовательно, относительные значения сопротивлений x_{s1} , x_{s2} , а также сопротивления x_{κ} у асинхронного двигателя больше, чем у трансформатора.

Второе обстоятельство, проявляющееся только у асинхронных двигателей, состоит в том, что в общем случае сопротивление $x_{\rm R}$ асинхронной машины не постоянно, а зависит от тока обмоток. Цело в том, что на роторе асинхронной машины пазы всегда имеют полузакрытую форму (рис. 15-4). При увеличении тока в обмотках поле рассеяния возрастает и в ряде случаев, при соответствующей форме зубцов ротора, верхняя их часть, прикрывающая паз, начинает насыщаться. Уменьшение проницаемости этих участков приводит к уменьшению индуктивности рассеяния и индуктивного сопротивления рассеяния x_{s2} обмотки ротора. Таким образом, если в асинхронном двигателе указанный эффект проявляется, то сопротивление $x_{\rm R}$ уменьшается при увеличении тока примерно по гиперболическому закону.

Опыт короткого замыкания производится при различных значениях подводимого к двигателю напряжения U_1 , так чтобы ток статора I_{1k} на-

ходился в пределах (0,25 ÷ 1,25) $I_{1\rm H}$ для двигателей с постоянным сопротивлением $x_{\rm R}$ и доходил до (2 ÷ 2,5) $I_{1\rm H}$ в машинах с переменным сопротивлением $x_{\rm R}$. По измеренным величинам напряжения U_1 , тока статора $I_{1\rm R}$ и мощности $P_{1\rm R}$, потребляемой двигателем, находят параметры, которые были рассмотрены в § 15-6 [см. (15-21), (15-22)]:

активное сопротивление короткого замыкания

$$r_{\rm K} = r_1 + \frac{r_2}{c_2^2} = \frac{P_{1\rm K}}{m_1 I_{1\rm K}^2},$$

индуктивное сопротивление короткого замыкания

$$x_{\kappa} = x_{s1} + \frac{x'_{s2}}{c_2} = \sqrt{\left(\frac{U_1}{I_{1\kappa}}\right)^2 - r_{\kappa}^2}.$$

Эти же параметры в относительных единицах равны:

$$r_{\rm K} = r_{\rm I} + \frac{r_2'}{c_2^2} = \frac{P_{\rm IK}}{I_{\rm IK}^2},\tag{17-8}$$

$$x_{\rm K} = x_{\rm s1} + \frac{x_{\rm s2}'}{c_2} = \sqrt{\left(\frac{U_1}{I_{\rm 1K}}\right)^2 - r_{\rm K}^2}.$$
 (17-9)

Так же как и в трансформаторах, активное сопротивление r_{κ} должно быть приведено к условной температуре, равной 75°.

На рис. 17-2 показана зависимость $I_{1\kappa} = f(U_1)$ для машины, у которой сопротивление x_{κ} уменьшается с увеличением тока $I_{1\kappa}$; эта зависимость при токах $I_{1\kappa} > 1,0$ обычно прямолинейна.

Для расчета пуска асинхронного двигателя необходимо иметь значение индуктивного сопротивления короткого замыкания x_{κ} , соответствующее току короткого замыкания I_{Π} при номинальном напряжении статора $(U_1 = 1)$, которое непосредственно в опыте получить затруднительно ввиду большого значения тока $(I_{\Pi} = 4 \div 7)$.

Выиду облышого значения тока $(x_{\rm II} = 4 : 1)$. Для определения сопротивления $x_{\rm K}$ при значительных токах статора, вплоть до $I_{1\rm K} = I_{\rm II}$, используют опытную зависимость $I_{1\rm K} = f(U_1)$, снятую до тока $I_{1\rm K} = 2 \div 2,5$, экстраполируя ее в виде прямой линии до $U_1 = 1,0$ (участок пунктирной прямой на рис. 17-2). При таком характере функции $I_{1\rm K} = f(U_1)$ для прямолинейной ее части будем иметь:

$$U_1 - U_{\kappa 0} = (1 - U_{\kappa 0}) \frac{I_{1\kappa}}{I_{\pi}},$$
 (17-10)

где U_1 , $I_{1^{\mathrm{K}}}$ — значения напряжения и тока для любой точки, лежащей на прямолинейной части



Рис. 17-2. Характеристика короткого замыкания асинхронного двигателя.

зависимости $I_{1\kappa} = f(U_1); U_{\kappa_0}$ — напряжение, определяемое на графике указанной зависимости путем продолжения прямолинейной ее части до пересечения с осью абсцисс (рис. 17-2).

Из выражения (17-10) следует указанный выше характер изменения сопротивления $x_{\rm s}$ в зависимости от тока $I_{1\rm s}$:

$$x_{\rm K} \approx \frac{U_1}{I_{1\rm K}} = \frac{1 - U_{\rm K0}}{I_{\rm II}} + \frac{U_{\rm K0}}{I_{1\rm K}} = a + \frac{b}{I_{1\rm K}}$$

где *а* и *b* — постоянные величины.

Индуктивное сопротивление короткого замыкания при номинальном напряжении (при токе $I_{\rm II}$) $x_{\rm K,II}$ определится из (17-9) с учетом (17-10) в виде

$$\boldsymbol{x}_{\mathrm{R},\Pi} = \sqrt{\left(\frac{1}{I_{\Pi}}\right)^{2} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{R}}^{2}} = \sqrt{\left(\frac{1}{I_{1\mathrm{R}}} \cdot \frac{\boldsymbol{U}_{1} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{R}0}}{1 - \boldsymbol{U}_{\mathrm{R}0}}\right)^{2} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{R}}^{2}}.$$
 (17-11)

Аналитические выражения токов и электромагнитного момента асинхронной машины, полученные в гл. 16, содержат параметр, равный $x_{s1} + c_1 x_{s2}'$, тогда как в опыте короткого замыкания определяется сопротивление $x_{\kappa} = x_{s1} + x_{s2}'/c_2$. Сопротивления x_{s1} и x_{s2}' отдельно в опыте не определяются. Обычно в машинах $x_{s1} \approx x_{s2}'$ и только в двигателях с переменными параметрами цепи ротора (гл. 19) может иметь место соотношение $x_{s1} \approx 0.4 x_{s2}'$. Тем не менее при расчетах достаточно принять $x_{s1} = x_{s2}'$ и считать, что

$$x_{s1} + c_1 x'_{s2} \approx x_{\kappa} \left(1 + \frac{0.5 x_{\kappa}}{x_c} \right).$$
 (17-12)

При этом погрешность в величине $x_{s1} + c_1 x'_{s2}$ для любых практически встречающихся соотношений x_{s1}/x'_{s2} не превосходит 1,5%. В первом приближении $x_{s1} + c_1 x'_{s2} \approx x_{\kappa}$.

Активное сопротивление вторичной обмотки входит в расчетные выражения либо непосредственно, либо в виде величины $c_1 r'_2$. Из (17-8) получим:

$$r'_{2} = (r_{\rm R} - r_{\rm 1}) c_{2}^{2} \approx (r_{\rm R} - r_{\rm 1}) \left(1 + \frac{0.5x_{\rm R}}{x_{\rm c}}\right)^{2}.$$
 (17-13)

Погрешность в величине r_2 , рассчитываемой по (17-13), практически не превышает 3%, а в величине $c_1r_2 = (r_{\rm K} - r_1) \left(1 + \frac{0.5x_{\rm K}}{x_{\rm c}}\right)^3$ не более 2%.

§ 17-4. Нормальный режим нагрузки асинхронного двигателя

Н ормальный режим работы асинхронного двигателя — это режим при различных нагрузках на его валу, но при номинальных значениях частоты и напряжения, подведенного к обмотке статора машины. Механическая нагрузка двигателя обычно определяется механической мощностью на валу P_2 .

Количественная оценка режима нагрузки асинхронного двигателя дается с помощью так называемых рабочих характеристик, представляющих зависимости тока статора, потребляемой мощности, коэффициента мощности на зажимах обмотки статора, скольжения и к. п. д. от отдаваемой двигателем мощности P_2 : I_1 , P_1 , $\cos \varphi_1$, *s*, $\eta = f(P_2)$.

В качестве иллюстрации на рис. 17-3 приведены рабочие характеристики асинхронного двигателя средней мощности.

Вид рабочих характеристик асинхронного двигателя нетрудно установить, если принять во внимание, что во всем диапазоне нагрузок дви-



Рис. 17-3. Рабочие характеристики асинхронного двигателя (мощности и ток даны в процентах от номинальных зпачений).

гателя — от нуля до номинальной — скольжение его достаточно мало. Поэтому в первом приближении электромагнитный момент машины $M_{_{2M}}$ можно считать пропорциональным скольжению s. Кроме того, допустимо принять приближенное равенство мощности на валу и электромагнитной мощности: $P_2 \approx P_{_{2M}} = M_{_{2M}}$, исключая область самых малых нагрузок. Последнее соотношение показывает, что скольжение практически пропорционально мощности P_2 . Но тогда зависимости I_1 , соз $\varphi_1 = f(P_2)$ должны иметь такой же характер, как и зависимости I_1 , соз $\varphi_1 = f(s)$, рассмотренные ранее (см. рис. 16-3, δ).

К. п. д. двигателя определяется общим выражением:

$$\eta = 1 - \frac{p}{P_2 + p} = 1 - \frac{p}{P_2 + p},$$

где полные потери двигателя $p = p_{c} + p_{MX} + p_{M1} + p_{M2} + p_{д}$.

Потери в обмотках двигателя $p_{\rm M} = p_{\rm M1} + p_{\rm M2} = m_1 I_1^2 r_1 + m_1 I_2' r_2'$. Пренебрегая весьма малой активной составляющей тока статора при синхронном вращении $I_{\mu 0} \cos \varphi_{10}$ и принимая $c_1 \approx 1.0$, $\alpha \approx 0$, получаем (рис. 16-2): $I_1^3 \approx I_{\mu 0r}^3 + I_2'^2$ и $p_{\rm M} = m_1 I_2'^2 (r_1 + r_2') + p_{\rm M10}$, где $p_{\rm M10} = m_1 I_{\mu 0r}^{2} r_1 \approx m_1 I_{\mu 0r}^{2} r_1$ — потери в обмотке статора в режиме синхронного вращения; $I_{\mu 0r}$ — реактивная составляющая тока $I_{\mu 0}$.

Символом p_{π} обозначены добавочные потери, которые возникают частично в обмотках вследствие возможного неравномерного распределения тока по сечению проводников, частично в зубцах сердечников под влиянием высших гармонических поля в зазоре. Из-за трудности расчета и экспериментального определения добавочные потери в соответствии с ГОСТ принимаются равными 0,5% от подводимой к двигателю мощности P_1 .

Потери в стали p_c и механические потери $p_{\rm MX}$ при различных нагрузках асинхронного двигателя можно принять неизменными, так как э. д. с. (а вместе с ней и индукция в сердечнике), определяющая потери p_c , а также скорость вращения двигателя, от которой зависят потери $p_{\rm MX}$, меняются в нормальном режиме очень мало (см. рис. 16-3, 6).

Потери $p_{\rm M} - p_{\rm M10}$ пропорциональны величине I'_{2}^{2} , или, учитывая (17-1) и соотношение $P_{2} \approx M_{\rm 3M}$, — величине P_{2}^{3} . Поэтому к. п. д. асинхронного двигателя при изменении мощности P_{2} имеет максимум. Приравнивая производную $d\eta/dP_{2}$ нулю, найдем, что

максимум к. п. д. наступает при таком значении мощности P_2 , при котором постоянные потери $p_c + p_{MX} + p_{M10}$ равны потерям, зависящим от квадрата мощности P_2 , т. е. нотерям $p_M - p_{M10}$.

Численные значения к. п. д., скольжения и коэффициента мощности в номинальном режиме для асинхронных двигателей различных мощностей приведены в приложении.

§ 17-5. Режим нагрузки асинхронного двигателя при значениях напряжения и частоты сети, отличающихся от номинальных

В условиях эксплуатации асинхронного двигателя возможны отклонения частоты сети и особенно величины напряжения на обмотке статора от их номинальных значений. Рассмотрим, как при этом изменяется режим работы двигателя, если нагрузка на его валу остается постоянной. Ограничимся двумя случаями: 1) напряжение сети U_1 имеет номинальное значение, частота сети f_1 — не номинальная; 2) частота f_1 — номинальная, напряжение U_1 — не номинальное.

Для характеристики режима работы двигателя воспользуемся основными его уравнениями: уравнением напряжения обмотки статора, которое в первом приближении имеет вид $\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$, и уравнением моментов: $M_{\rm am} = M_2 + M_{\rm MX}$.

Из уравнения напряжения следует приближенное равенство

$$U_1 \approx c f_1 \Phi, \tag{17-14}$$

где с — постоянная величина.

Уравнение моментов двигателя показывает на постоянство $M_{_{9M}}$ при работе двигателя с постоянной нагрузкой на валу ($M_2 = \text{const}$), так как $M_{_{MX}}$ очень мал и с его возможными изменениями можно не считаться.

1 - й случай. Пусть частота сети f_1 увеличилась по сравнению с номинальным значением, а напряжение сохраняется неизменным и равным номинальному.

Электромагнитная мощность при постоянстве момента $M_{_{\rm PM}}$ пропорциональна частоте:

$$P_{\scriptscriptstyle \partial M} = M_{\scriptscriptstyle \partial M} \Omega_1 \sim \omega_1 \sim f_1. \tag{17-15}$$

С другой стороны, $P_{\partial M} = m_1 E_1 I_2 \cos \varphi_{\partial 2} \approx m_1 E_1 I_2 \approx m_1 U_1 I_2$, откуда вытекает, что при постоянстве U_1 ток ротора I_2 пропорционален мощности $P_{\partial M}$ и, следовательно, частоте f_1 :

$$I'_2 \sim f_1.$$
 (17-16)

Из (17-14) видно, что магнитный поток асинхронного двигателя изменяется в виде:

$$\Phi \sim \frac{1}{f_1}.\tag{17-17}$$

Скольжение двигателя $s = m_1 I_2^{'2} r_2' / P_{_{ЭМ}}$, как видно из (17-15), (17-16), пропорционально f_1 . Скорость ротора также увеличивается пропорционально частоте, ибо при $s \ll 1$ имеем $n \approx n_1 \sim \omega_1 \sim f_1$.

Определим далее характер изменения первичного тока двигателя I_1 . Как было показано в § 17-4, $I_1 \approx \sqrt{I_{\mu 0r}^2 + I_2'^2}$. Но реактивная составляющая тока статора при синхронном вращении $I_{\mu 0r}$ практически равна реактивной составляющей намагничивающего тока $I_{\mu r}$. Последняя связана с величиной магнитного потока двигателя нелинейной зависимостью $\Phi = f(I_{\mu r})$, представляющей магнитную характеристику машины (§ 3-8). В силу (17-17) ток $I_{\mu r}$ убывает с увеличением частоты f_1 и его величина определяется с помощью характеристики $\Phi = f(I_{\mu r})$. Таким образом, ток $I_1 \approx \sqrt{I_{\mu r}^2 + I_2'^2}$ увеличивается с частотой, если превалирующее значение в I_1 имеет ток I'_2 (режим значительных нагрузок), или он уменьшается, если величина I'_2 мала (режим малых нагрузок).

Обратимся к потерям двигателя. Механические потери $p_{\rm MX}$ растут, так как скорость ротора $n \sim f_1$. Увеличиваются также потери в обмотке ротора: в соответствии с (17-16) $p_{\rm M2} = m_1 I_2'^2 r_2' \sim f_1^2$. Потери в сердечнике $p_{\rm c}$ несколько уменьшаются за счет уменьшения потерь на перемагничивание, пропорциональных $B^2 f_1 \sim \Phi^2 f_1$. Как следует из (17-17), эта составляющая потерь в сердечнике пропорциональна $1/f_1$. Другая составляющая потерь p_c — потери на вихревые токи — определяется величиной $B^2 f_1^2 \sim \Phi^2 f_1^2$ и в рассматриваемом случае остается постоянной. Потери в обмотке статора $p_{\rm M1}$ изменяются в том же направлении, что и ток I_1 , т. е. увеличиваются с частотой при значительном моменте нагрузки M_2 , и уменьшаются при работе двигателя с малой нагрузкой. В целом при значительной нагрузке двигателя полные потери его увеличиваются с частотой f_1 , но так как одновременно растет полезная мощность $P_2 = M_2 \Omega \sim f_1$, то к. п. д двигателя практически остается постоянным.

При увеличении частоты f_1 снижается перегрузочная способность двигателя, характеризуемая кратностью максимального момента $k_{\rm M} = M_{\rm make}/M_{\rm H}$. Действительно, из (16-29) следует, что $M_{\rm make} \sim 1/f_1$, к поэтому $k_{\rm M} \sim 1/f_1$.

Коэффициент мощности двигателя соз φ_1 при увеличении частоты f_1 улучшается за счет уменьшения реактивной составляющей тока статора $I_{u,r}$ и одновременного увеличения активной составляющей I'_2 .

При уменьшении частоты все величины, характеризующие режим работы двигателя, изменяются в обратном направлении по сравнению с рассмотренным выше.

2-й случай. Пусть при неизменной частоте сети f_1 напряжение U_1 уменьшилось по сравнению с его номинальным значением. Как и в первом случае, $M_{\rm aw} = {\rm const.}$

При постоянстве частоты сети электромагнитная мощность $P_{3M} = M_{2M}\Omega_1$ также остается неизменной, а ток ротора

$$I_2 \approx \frac{P_{2M}}{m_1 U_1} \sim \frac{1}{U_1},$$
 (17-18)

т. е. увеличивается при снижении напряжения U₁.

Из (17-14) следует, что магнитный поток асинхронного двигателя при постоянстве частоты определяется в виде:

$$\Phi \sim U_1. \tag{17-19}$$

Скольжение двигателя возрастает при уменьшении U_1 , так как, учитывая (17-18), будем иметь: $s = m_1 I_2' r_2' / P_{_{\rm PM}} \sim 1/U_1^2$. Вместе с тем, ввиду малого значения скольжения в нормальном режиме, скорость двигателя $n = n_1 (1 - s)$ меняется при изменении U_1 незначительно.

Первичный ток двигателя I_1 , как и в первом рассмотренном случае, изменяется различно в зависимости от величины нагрузки машины. Реактивная составляющая намагничивающего тока $I_{\mu r}$ теперь, при снижении U_1 , уменьшается; она может быть найдена с помощью магнитной характеристики $\Phi = f(I_{\mu r})$ по величине потока Φ , определяемого соотношением (17-19). Вместе с тем ток I'_2 увеличивается при снижении U_1 . Поэтому при значительных нагрузках двигателя снижение напряжения U_1 приводит к увеличению тока статора $I_1 \approx V I^{2}_{\mu r} + I^{2}_2$, а при малых нагрузках — к уменьшению его.

Как изменяются в рассматриваемом случае потери двигателя? Механические потери $p_{\rm MX}$ почти не изменяются вследствие незначительного изменения скорости вращения двигателя. Потери в сердечнике р., пропорциональные $B^2 \sim \Phi^2$, уменьшаются, так как они оказываются пропорциональными U_1^z CM. (17-19)]. Потери в обмотке ротора, как видно из (17-18), растут: $p_{_{M2}} = m_1 I_2^{'2} r_2' \sim 1/U_1^2$. Потери в обмотке статора $p_{\rm M1}$, как и ток I_1 , увеличиваются при значительных нагрузках двигателя и уменьшаются при малых значениях момента на валу М2. В целом при значительных нагрузках двигателя снижение U_1 вызывает увеличение



Рис. 17-4. Механические характеристики асинхронного двигателя при различных значениях напряжения сети.

полных потерь машины, и, так как мощность $P_2 = M_2 \Omega$ меняется незначительно, это приводит к снижению к. п. д. Однако при малых нагрузках к. п. д. увеличивается с уменьшением U_1 .

Коэффициент мощности двигателя соз φ_1 при ограниченном уменьшении U_1 возрастает. Причины этого остаются теми же, что и в рассмотренном выше первом случае. Следует, однако, отметить, что значительное снижение напряжения U_1 при работе двигателя с большой нагрузкой может привести к понижению соз φ_1 . Это объясняется тем, что существенное уменьшение напряжения U_1 вызывает резкое увеличение скольжения $s \sim 1/U_1^2$, при котором ток I_2 может иметь значительную реактивную составляющую (соз $\alpha < 1,0$), обусловливающую увеличение угла φ_1 между векторами тока \dot{I}_1 и напряжения \dot{U}_1 .

Особо следует остановиться на том влиянии, которое оказывает понижение напряжения U_1 на перегрузочную способность двигателя, под которой понимают его способность работать при кратковременном увеличении нагрузки. Перегрузочная способность машины характеризуется кратностью максимального момента $k_{\rm M} = M_{\rm makc}/M_{\rm H}$: чем больше величина $k_{\rm M}$, тем, очевидно, выше перегрузочная способность двигателя. Поскольку максимальный электромагнитный момент, как это видно из (16-29), пропорционален U_1^2 , величина $k_{\rm M}$ существенно уменьшается при снижении U_1 .

На рис. 17-4 показаны кривые $M_{\mathfrak{PM}} = f(s)$ для различных значений напряжения U_1 и отмечены точки, соответствующие установившемуся режиму, когда $M_{\mathfrak{PM}} = M_2 + M_{MX}$.

При весьма значительном снижении напряжения максимальный момент $M_{\text{макс}}$ может оказаться меньше момента механических сил $M_2 + M_{\rm MX}$. В этом случае двигатель начнет тормозиться до полной остановки и окажется в режиме короткого замыкания, если снижение напряжения будет длительным.

Выше рассматривалось изменение режима работы двигателя, вызванное понижением напряжения сети U_1 . Очевидно, при увеличении U_1 все величины, определяющие режим двигателя, будут изменяться в направлении, противоположном изложенному ранее.

Отметим, что улучшение некоторых рабочих характеристик в области малых нагрузок асинхронного двигателя, а именно некоторое повышение к. п. д. и значительное увеличение $\cos \varphi_1$, обусловленное уменьшением напряжения U_1 , иногда осуществляется на практике следующим образом. Если нормально обмотка статора асинхронного двигателя соединена треугольником, то при малых нагрузках, не превышающих 30-40% от номинальной, целесообразно ее включить звездой. При неизменном напряжении сети и указанном переключении обмотки фазное напряжение на обмотке статора двигателя уменьшается в $\sqrt{3}$ раз и двигатель начинает работать при более высоких значениях к. п. д. и $\cos \varphi_1$, чем это было бы при нормальном соединении обмотки статора треугольником.

Характер изменения к. п. д. и соз φ_1 асинхронного двигателя при изменении нагрузки P_2 для двух схем соединения обмотки статора — тре-



Рис. 17-5. Рабочне характеристики асинхронного двигателя при переключении обмотки статора с треугольника на звезду: *a*) $\eta = f(P_2/P_H)$; *b*) соз $\varphi_1 = f(P_2/P_H)$

угольником (нормальная схема) и звездой — можно видеть на рис. 17-5.

Ознакомление с режимом работы асинхронного двигателя при неноминальных значениях напряжения или частоты показывает, что длительная работа двигателя с номинальной нагрузкой на валу в условиях более или менее значительного отклонения указанных величин OT их номинальных значений недопустима. Согласно ГОСТ двигатели переменного тока должны отдавать номинальную мощность в случае отклонения напряжения и частоты от номинальных значений U_{1н}, f_н только, если эти отклонения не превосходят следующих величин: $(-5 \div + 10)$ % от U_{1H} и ± 5 % от f_{n} .

ПУСК В ХОД АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 18-1. Общие замечания

Работа асинхронного двигателя начинается, собственно, с его пуска. Поэтому наряду с рабочими характеристиками, определяющими поведение машины в установившемся режиме в пределах от холостого хода до нормальных нагрузок, большое значение имеют показатели, характеризующие процесс пуска двигателя. К ним, прежде всего, относятся величины электромагнитного момента и тока, потребляемого двигателем при включении его в сеть.

Подача напряжения U_1 на обмотку статора неподвижного асинхронного двигателя сопровождается возникновением переходного процесса в машине. В обмотках двигателя, как и в катушке индуктивности при включении ее на источник напряжения, являющегося гармонической функцией времени, кроме переменного (установившегося) тока частоты f_1 , возникает свободный апериодический ток, затухающий по экспоненциальному закону. Соответствующие составляющие появляются в электромагнитном моменте машины.

Постоянная времени, определяющая скорость затухания тока, обычно весьма мала: свободный ток уже через два-три периода переменного тока становится незначительным и в большинстве случаев не оказывает существенного влияния на протекание процесса пуска двигателя. Поэтому при рассмотрении последнего считаются лишь с током и электромагнитным моментом, определяемым на основе схемы замещения асинхронного двигателя, полученной для установившегося режима работы, и не учитывают переходного процесса, вызванного внезапным приложением напряжения к обмотке статора машины. Иными словами, процесс пуска асинхронного двигателя обычно рассматривается с помощью характеристик $M_{\rm 9M}$, $I_1 = f(s)$, соответствующих установившимся режимам при различных постоянных скольжениях, но заданном напряжении U_1 . Подобные характеристики называют с т а т и ч е с к и м и, чтобы подчеркнуть условия, при которых они получены.

Электромагнитный момент и ток обмотки статора асинхронного двигателя, определенные указанным способом, при наличии на обмотке статора машины напряжения U_1 и неподвижном роторе (s = 1,0) называют п у с к о в ы м и (пусковой электромагнитный момент M_n , пусковой ток I_n).

309

По мере разгона двигателя — при уменьшении скольжения машины электромагнитный момент $M_{\text{эм}}$ и ток I_1 изменяются в соответствии со статическими характеристиками $M_{\text{эм}}$, $I_1 = f(s)$, полученными в гл. 16. При этом, как видно, например, из рис. 16-3, в значительном диапазоне скольжений, меньших единицы, ток I_1 мало изменяется по сравнению с его значением при s = 1,0, т. е. он близок по величине к пусковому току I_{Π}

Величина пускового момента M_n определяет ту нагрузку на валу двигателя, при которой машина может нормально разгоняться.

Величина пускового тока $I_{\rm п}$ является важным показателем по двум причинам. При включении асинхронного двигателя на сеть с напряжением U_1 , мощность которой соизмерима с его мощностью, пусковой ток может вызвать значительное снижение напряжения U_1 и тем самым ухудшити или даже полностью нарушить нормальную работу приемников, включенных на эту сеть. Кроме того, поскольку пуск двигателя, как правило производится при повышенных по сравнению с номинальными значениями токах, он будет сопровождаться увеличением температуры обмоток. При частых пусках, а также при разгоне установок с большими моментами инерции (маховыми моментами) вопросы нагрева обмоток при пуске могут иметь существенное значение. С этой же точки зрения представляет интерес определение времени пуска двигателя и потерь энергии при разбегет выделяющихся в машине в виде тепла.

Итак, для оценки пуска двигателя в ход наибольшее значение имеют следующие показатели: 1) кратность пускового момента по отношению к номинальному M_n/M_h ; 2) кратность пускового тока по отношению к номинальному I_n/I_h ; 3) продолжительность пуска T_n ; 4) потери энергии при пуске W_n .

Следует также иметь в виду простоту и надежность схемы, применяемой для пуска двигателя, и стоимость пусковых устройств.

Пусковой ток асинхронного двигателя определяется из Т-образной схемы замещения в виде:

$$I_{\rm II} = \frac{U_1}{\sqrt{r_{\rm K}^2 + x_{\rm K}^2}} = \frac{U_1}{z_{\rm K}},$$
 (18-1)

где $r_{\rm \kappa}, \, x_{\rm \kappa}, \, z_{\rm \kappa}$ — активное, индуктивное и полное сопротивления короткого замыкания.

Пусковой момент можно найти из общего выражения (16-27), полагая в нем s = 1,0; он равен

$$M_{\rm II} = \frac{m_1 U_1^2 r_2'}{\Omega_1 \left[(r_1 + c_1 r_2')^2 + (x_{s1} + c_1 x_{s2}')^2 \right]} \ [{\rm H}{\rm M}]. \tag{18-2}$$

Приняв во внимание (17-12) и (17-3), получим вместо выражения (18-2).

$$M_{\rm n} \approx \frac{m_{\rm l} U_{\rm l}^2 r_{\rm s}^2}{\Omega_{\rm l} \left(1 + \frac{0.5 x_{\rm R}}{x_{\rm c}}\right)^2 \left[r_{\rm K}^2 \left(1 + \frac{0.5 x_{\rm R}}{x_{\rm c}}\right)^4 + x_{\rm K}^2\right]} [{\rm H}{\rm M}].$$
(18-3)

В качестве первого приближения можно в (18-3) пренебречь членом $0.5x_{\rm k}/x_{\rm c}$ по сравнению с единицей; тогда с помощью (18-1) получим выражение для качественной оценки пускового момента двигателя в виде:

$$M_{\rm II} = \frac{m_1 I_{\rm II}^2 r_2'}{\Omega_1} \ [hm]. \tag{18-4}$$

Выражение (18-1) показывает, что уменьшение пускового тока, а следовательно, и кратности $I_{\rm п}$ возможно путем снижения напряжения U_1 , подводимого к первичной обмотке машины, и увеличения сопротивления короткого замыкания z_{κ} .

Из выражения (18-4) следует, что при заданном сопротивлении r₂ вместе с уменьшением кратности пускового тока будет уменьшаться и пусковой момент, причем зависимость эта квадратичная.

Следует отметить, что в реальных схемах пуска, когда между сетью с неизменным напряжением U_1 и зажимами обмотки статора может оказаться включенным некоторое сопротивление $r_{\rm B}$, $x_{\rm B}$ в приведенных выше выражениях к собственным сопротивлениям первичной обмотки двигателя r_1 , x_{s1} нужно прибавить соответствующие внешние сопротивления $r_{\rm B}$, $x_{\rm B}$. Аналогично при включении в цепь ротора (в двигателях с фазным ротором) дополнительных сопротивлений $r_{\rm q}$, $x_{\rm q}$ их приведенные к первичной обмотке значения $r'_{\rm q}$, $x_{\rm q}$ должны быть прибавлены к собственным сопротивлениям обмотки ротора машины r'_2 , $x_{\rm s'2}$.

В двигателях нормального исполнения с постоянными параметрами собственное активное сопротивление цепи ротора r'_2 не может быть выбрано значительным, так как это привело бы к увеличению потерь в обмотке ротора $p_{\rm M2}$ и снижению к. п. д. машины при нормальных нагрузках. С другой стороны, кратность пускового тока $I_{\rm II}$ также ограничена. Поэтому, согласно (18-4), нельзя ожидать больших пусковых моментов для такого типа двигателей.

Для увеличения пускового момента полезным было бы увеличение сопротивления r'_2 на время пуска с тем, чтобы при нормальной работе иметь его сравнительно небольшим.

Эта задача в двигателях с фазным и короткозамкнутым роторами решается различно. В двигателе с фазным ротором сопротивление r_2 при пуске увеличивается посредством включения в цепь ротора дополнительного регулируемого сопротивления (пусковое сопротивление). В короткозамкнутых двигателях подобной возможности не имеется, поэтому были созданы модификации основного типа, а именно машины с переменными параметрами вторичной цепи r_2 , x_{s2} .

Эти двигатели будут рассмотрены особо (гл. 19).





Рис. 18-1. Схема пуска асинхронного двигателя с фазным ротором.

C — статор; P — ретор; K — контактные кольца; B — выключатель.

§ 18-2. Пуск в ход асинхронных двигателей с фазным ротором

Выше отмечалось, что увеличение пускового момента асинхронного двигателя M_n при заданной кратности пускового тока достигается увеличением активного сопротивления цепи ротора машины. В двигателях с фазным ротором это осуществляется посредством включения в цепь обмотки ротора дополнительного регулируемого активного сопротивления r'_{a} в виде пускового реостата.

Схема включения обмоток двигателя при пуске показана на рис. 18-1. Обмотка статора включается на сеть при полностью введенном пусковом сопротивлении r'_{n} . Его величина выбирается исходя из того, чтобы в начале пуска, когда s = 1,0, пусковой момент двигателя имел наибольшее значение. Поскольку процесс пуска асинхронного двигателя рассматривается с помощью статической характеристики $M_{\rm эм} = f(s)$, можно использовать результаты исследования электромагнитного момента, полученные в гл. 16.

В § 16-3 было показано, что увеличение активного сопротивления цепи ротора асинхронной машины не изменяет по величине максимального электромагнитного момента $M_{\text{макс}}$, а смещает его на механической характеристике $M_{\text{эм}} = f(s)$ в сторону бо́льших скольжений. Поэтому, если желательно иметь $M_{\text{п}} = M_{\text{макс}}$

то нужно, чтобы скольжение s_m , соответствующее максимальному моменту, было равно 1,0.

Необходимая величина всего пускового сопротивления определяется с помощью выражения (16-28), в котором вместо r'_2 нужно подставить $r'_2 + r'_{a}$, а величину s_m заменить единицей:

$$1 = \frac{c_1 \left(r_2' + r_{\pi}' \right)}{\sqrt{r_1^2 + (x_{s1} + c_1 x_{s2}')^2}} \,. \tag{18-5}$$

На рис. 18-2 представлены четыре механические характеристики: первая из них относится к машине с включенным в цепь ротора сопротивлением r'_{a} , определенным из условия (18-5); вторая и третья соответствуют случаю, когда дополнительное сопротивление в цепи ротора равно $0.5 r'_{a}$ и $0.2 r'_{a}$; наконец, четвертая имеет место при $r'_{a} = 0$. Кстати, механическая характеристика при отсутствии внешних сопротивлений в цепях машины носит название естественной механической характеристики.

Пусть двигатель пускается в ход под нагрузкой, т. е. при наличии на его валу момента механической силы M_2 , являющегося в общем случае функцией скорости вращения (или скольжения асинхронной машины). На рис. 18-2 нанесен момент механических сил $M = M_2 + M_{\rm MX}$, принятый не зависящим от скольжения.



Рис. 18-2. Механические характеристики асинхронного двигателя с фазным ротором при его пуске.

Когда при полностью введенном пусковом сопротивлении r'_{π} обмотка статора асинхронного двигателя включается на сеть, в машине возникает пусковой электромагнитный момент $M'_{\pi} = M_{\text{макс}}$. В соответствии с уравнением моментов на ротор двигателя действует динамический момент, определяемый разностью электромагнитного момента и момента механических сил; при s = 1,0 он равен

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_{\Pi} - M = M_{\text{Marc}} - M.$$

На графике рис. 18-2 динамический момент $J \frac{d\Omega}{dt}$ определяется вертикальными отрезками, заключенными между механической характеристикой и зависимостью M = f(s) (при s = 1,0 — отрезком AE). Под влиянием положительного динамического момента ротор двигателя начинает разгоняться. При этом, как видно из рис. 18-2, положительное ускорение $d\Omega/dt$ будет уменьшаться, так как с уменьшением скольжения электромагнитные моменты на кривой 1 уменьшаются. После окончания процесса пуска двигатель должен работать без дополнительного активного сопротивления в цепи ротора. Допустим, что после того, как двигатель с включенным в цепь ротора сопротивлением r'n, разгоняясь, достиг точки Б' на механической характеристике 1 (рис. 18-2), пусковое сопротивление выключается ($r'_{\pi} = 0$). Тогда ускорение $d\Omega/dt$ при дальнейшем разгоне машины определяется естественной механической характеристикой 4. Как видно из рисунка, оно сперва увеличивается, а затем уменьшается. Точка Д механической характеристики соответствует окончанию процесса пуска двигателя и работе его в установившемся режиме с заданной нагрузкой M_2 , так как в этой точке $M_{\rm PM} = M$ и $d\Omega/dt = 0$.

Следует отметить, что при ступенчатом изменении величины пускового сопротивления электромагнитные моменты на двух механических характеристиках, соответствующих сопротивлению до и после его изменения, могут быть различными, что обусловит изменение углового ускорения скачком.

Для рассмотренного процесса пуска асинхронного двигателя с однократным изменением величины пускового сопротивления (от величины $r'_{\rm a}$ сразу до нуля) характерно уменьшение динамического момента $J \frac{d\Omega}{dt}$ в некоторой зоне скольжений (на рис. 18-2 в области, примыкающей к точке B'). Для получения значительного углового ускорения машины практически на протяжении всего процесса пуска и, следовательно, для уменьшения продолжительности пуска необходимо изменять сопротивление $r'_{\rm a}$ до нуля несколькими ступенями. Так, если уменьшить пусковое сопротивление в точке B механической характеристики I до величины $0.5r'_{\rm a}$, в точке B характеристики 2 -до $0.2r'_{\rm a}$, а в точке Γ его выключить, то разгон двигателя будет определяться: между точками A и B, B и B, B и Γ соответственно характеристиками 1, 2 и 3, а между точками Γ и \mathcal{A} — естественной механической характеристикой. Как следует из рис. 18-2, в этом случае динамический момент двигателя получается значительным на большой части пускового процесса.

Для двигателей, номинальная мощность которых составляет сотни киловатт и меньше, применяются пусковые реостаты с металлическими сопротивлениями, имеющими две-три ступени. Для пуска весьма мощных асинхронных двигателей с фазным ротором используют жидкостные реостаты с плавным изменением величины пускового сопротивления.

Для уменьшения активного сопротивления цепи ротора и снижения механических потерь в нормальном режиме работы двигатели с фазным ротором часто имеют приспособление для подъема щеток и замыкания контактных колец накоротко на ходу, после завершения операции пуска.

Отметим, что в свое время для пуска асинхронного двигателя с фазным ротором был предложен ряд схем с автоматическим переключением отдельных цепей обмотки ротора, позволявших при пуске получить увеличенное значение вторичного активного сопротивления r₂ самой обмотки. Однако эти схемы себя не оправдали и в настоящее время вытеснены двигателями с переменными параметрами ротора.

§ 18-3. Пуск в ход асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором

а) ПРЯМОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ НА СЕТЬ

Если при пуске двигателя не требуется снижения пускового тока, то применяется наиболее простой и надежный способ прямого включения обмотки статора на сеть. При этом разгон двигателя определяется естественной механической характеристикой машины. Вопрос о возможности применения прямого включения двигателя на сеть решается чаще всего на основе оценки величины снижения напряжения сети при пуске машины. Если сеть имеет силовую и осветительную нагрузки, то, как правило, допускается снижение напряжения до $(0.85 \div 0.9) U_{1H}$. В отдельных случаях допустимое снижение напряжения может быть более значительным.

Кратность пускового тока $I_{\rm n}$ при прямом включении на сеть короткозамкнутых асинхронных двигателей нормального исполнения составляет 6,5-7,0 для машин с синхронной скоростью $n_1 = 1000, 1500$ и 3000 об/мин, и 5,5 — для машин с $n_1 = 750 \text{ об/мин}$. При необходимости уменьшения пускового тока короткозамкнутого асинхронного двигателя применяются способы пуска, рассматриваемые ниже.

6) РЕАКТОРНЫЙ ПУСК

Для ограничения пускового тока может быть использован реактор, включаемый между сетью и обмоткой статора двигателя. Схема реакторного пуска двигателя показана на рис. 18-3. Пуск производится при выключенном ШВ, а при нормальной работе двигателя ШВ включен.

Пусть пусковой ток, потребляемый двигателем из сети, ограничен величиной I_{пс}. Пусковой ток в фазных обмотках статора (при соединении их звездой), как видно из схемы рис. 18-3, равен току I_{пс}.

При прямом включении двигателя на сеть пусковой ток I_{α} и пусковой момент M_{α} определяются выражениями (18-1) и (18-4).

Обозначая пусковой момент двигателя при реакторном пуске $M_{\rm np}$, а коэффициент снижения пускового тока, потребляемого двигателем из сети при рассматриваемом способе пуска по сравнению со способом прямого включения — $I_{\rm nc}/I_{\rm n} = k_{\rm in}$, будем на основе (18-4) иметь:

$$M_{\rm np} = \frac{m_1 I_{\rm nc}^{\circ} r_2^{\circ}}{\Omega_1} = \frac{m_1 I_{\rm n}^{\circ} r_2^{\circ}}{\Omega_1} \cdot \frac{I_{\rm nc}^{\circ}}{I_{\rm n}^{\circ}} = M_{\rm n} k_{\rm in}^{\circ}.$$
 (18-6)

Поскольку $k_{in} < 1,0$, получаем уменьшение пускового момента двигателя при реакторном способе пуска в сравнении со способом прямого включения на сеть. Поэтому рассматриваемая пусковая схема применяется только в тех случаях, когда условия пуска не являются тяжелыми (пуск вхолостую или при малой нагрузке).

в) ПУСК В ХОД ПОСРЕДСТВОМ АВТОТРАНСФОРМАТОРА

В качестве устройства, ограничивающего пусковой ток асинхронного двигателя, используется также автотрансформатор. Схема пуска двигателя с помощью автотрансформатора представлена на рис. 18-4. В начале



пуска B_1 включен, а ШВ выключен. В конце пуска размыкается B_1 (автотрансформатор становится реактивной катушкой), а затем включается ШВ.

Ток $I_{\rm nc}$, потребляемый двигателем из сети при пуске, в рассматриваемой схеме не равен току $I_{\rm na}$, протекающему в обмотках машины. Пусковой момент

$$M_{\rm IIA} = \frac{m_1 f_{\rm IIA}^{\rm a} r_{\rm g}}{\Omega_1}.$$
 (18-7)

Выразим момент $M_{\rm na}$ через пусковой момент двигателя при его прямом включении на сеть $M_{\rm n}$ и коэффициент снижения пускового тока:

$$k_{i\pi} = \frac{I_{\pi c}}{I_{\pi}} \, .$$

Для автотрансформатора будем иметь:

$$U_1 I_{IIC} \approx U_2 I_{IIA}$$

где U_1 и U_2 — первичное и вторичное напряжения автотрансформатора Поскольку U_2 является одновременно фазным напряжением, приложенным к обмотке статора двигателя, оно равно $U_2 = I_{\text{na}Z_{\text{K}}}$.

Из двух последних соотношений находим:

$$I_{\Pi a}^{\circ} = I_{\Pi c} \frac{U_{1}}{z_{\rm R}} = I_{\Pi c} I_{\Pi}.$$
 (18-8)

Подставив (18-8) в (18-7), получим:

$$M_{\pi a} = \frac{m_1 I_{\pi}^2 r_2}{\Omega_1} \cdot \frac{I_{\pi c}}{I_{\pi}} = M_{\pi} k_{i\pi}.$$
 (18-9)

Сравнивая (18-6) и (18-9), можно видеть, что

пусковой момент двигателя для схемы с автотрансформатором выше, чем для схемы реакторного пуска, при одинаковых значениях коэффициента $k_{in} < 1,0$, т. е. при одинаковых пусковых токах I_{nc} , потребляемых двигателем из сети.

Так, при $k_{i\pi} = 0.5$ имеем: $M_{\pi a}/M_{\pi p} = 1/k_{i\pi} = 2$.

Однако схема с автотрансформатором сложнее, дороже и менее надежна, чем схема реакторного пуска. Поэтому в настоящее время ее по возможности избегают и стремятся применять более простой реакторный пуск, если требуется уменьшить пусковые токи асинхронного двигателя.

r) ПУСК В ХОД ПОСРЕДСТВОМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ОБМОТКИ СТАТОРА СО ЗВЕЗДЫ НА ТРЕУГОЛЬНИК

Если в нормальном режиме работы фазные обмотки двигателя соединены треугольником (\triangle), то есть возможность производить пуск при пониженных пусковых токах без специальных дополнительных устройств. Уменьшение токов при пуске достигается включением фазных обмоток статора звездой (Υ) на период пуска с последующим переключением их в треугольник для нормальной работы. Устройство, переключающее обмотку статора на ходу машины, получается достаточно простым.

При пуске двигателя с обмоткой статора, соединенной в звезду, ток, потребляемый двигателем из сети $I_{nc}\gamma$, и ток в фазной обмотке машины $I_{n\gamma}$ равны:

$$I_{\rm nc} \gamma = I_{\rm n} \gamma = \frac{U_1}{\sqrt{3z_{\rm K}}},$$

где U₁ — линейное напряжение сети.

При пуске двигателя с обмоткой статора, соединенной в треугольник, аналогичные токи $I_{nc\Delta}$, $I_{n\Delta}$ равны

$$I_{\Pi C\Delta} = \sqrt{3}I_{\Pi \Delta} = \frac{\sqrt{3}U_1}{z_{\kappa}}.$$

Сравнив полученные выражения, найдем:

$$\frac{I_{\rm nc}\,\Upsilon}{I_{\rm nc}\Delta} = \frac{1}{3}\,,$$

т. е. при пуске двигателя с обмоткой, соединенной звездой, из сети потребляется ток в три раза меньший, чем при пуске двигателя от той же сети, но с первичной обмоткой, соединенной треугольником. Однако следует иметь в виду, что при этом и пусковой момент снижается в три раза, так как

$$\frac{M_{\rm nY}}{M_{\rm nA}} = \frac{I_{\rm nY}^2}{I_{\rm nA}^2} = \frac{1}{3},$$

где пусковые моменты, относящиеся к соответствующей схеме соединения обмотки статора, отмечены значками Υ и \triangle .

§ 18-4. Продолжительность пуска и энергетические соотношения в пусковом процессе

Для характеристики пусковых свойств асинхронного двигателя важное значение имеет продолжительность его пуска.

Время пуска двигателя T_{Π} определяется в результате интегрирования уравнения моментов машины:

$$M_{\Im M} = M_2 + M_{MX} + J \frac{d\Omega}{dt} = M - J\Omega_1 \frac{ds}{dt}, \qquad (18-10)$$

где $\underline{s} = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1.$

Запишем уравнение моментов в относительных единицах, для чего разделим (18-10 на базисный момент $M_6 = S_6/\Omega_1 = S_H/\Omega_1$, где $S_H = m_1 U_{1H} I_{1H}$.

Обозначим $J \frac{\Omega_1^2}{S_6} = H_j$ и назовем эту величину и нерционной постоян ной. Нетрудно видеть, что она имеет размерность времени (*сек*); тогда вместо (18-10 получим:

$$-H_j \frac{ds}{dt} = M_{\rm PM} - M. \tag{18-11}$$

Интегрируя уравнение (18-11), определим время пуска двигателя в общем виде

$$T_{\rm II} = -H_j \int_{\rm I}^{s_0} \frac{ds}{M_{\rm BM} - M}, \qquad (18-12)$$

где s₀ — скольжение, соответствующее установившемуся режиму после окончания пуска.

В случае сложной зависимости момента механических сил M от скорости интеграл (18-12) можно вычислить графическим путем: подынтегральная функция зависит только от скольжения. При пуске двигателя вхолостую можно считать M = 0.

Найдем время пуска для двигателя с постоянными параметрами для случая M = 0Подставив в (18-12) выражение $M_{\partial M}$, определяемое с помощью приближенной формуль Клосса (16-31), получим:

$$T_{\rm II} = \frac{H_j}{2M_{\rm MAKC}} \left[\frac{1 - s_0^2}{2s_m} - s_m \ln s_0 \right].$$
(18-13)

При расчете $T_{\rm II}$ достаточно положить $s_0 = 0.02 \div 0.03$, так как по достижения машиной этого скольжения пуск можно считать законченным.

Для случая пуска двигателя цод нагрузкой при постоянном моменте *M* интегра. (18-12) сводится к сумме табличных интегралов, которые из-за своей громоздкости здеся не приводятся.

На рис. 18-5 показана зависимость $T_{\Pi}M_{\text{макс}}/H_j = f(s_m)$, построенная по выражению (18-13) для $s_0 = 0,02$. Из него видно, что при достаточно малых значениях скольжения s_m от его величины в значительной мере зависит продолжительность пуска. В соответствии с (18-13) время пуска двигателя вхолостую обратно пропорционально квадрату напряжения, приложенного к первичной обмотке машины, так как $M_{\text{макс}} \sim U_i^3$.

На рис. 18-6 представлена зависимость $T_{\Pi}M_{\text{MARC}}/H_j = f(M/M_{\Pi})$ для $s_0 = 0,02$. Она указывает на внолне естественное увеличение продолжительности пуска при наличии нагрузки на валу двигателя.



Рис. 18-5. График функции $T_{\Pi}M_{\text{макс}}/H_j = f(s_m)$ при скольжении в конце пуска асинхронного двигателя $s_0 = 0,02$.

Рассмотрим теперь общие энергетические соотношения в асинхронном двигателе при его пуске. Они могут иметь существенное значение при частых пусках двигателя, а также в случае пуска машины со значительным маховым моментом. С этой целью проинтегрируем уравнение мощностей $P_{\rm aw} = P_{\rm MX} + p_{\rm M2}$ по времени:

$$\int_{0}^{t} P_{\partial M} dt = \int_{0}^{t} P_{MX} dt + \int_{0}^{t} p_{M2} dt.$$
(18-14)

Подставляя в (18-14) общие выражения электромагнитной и механической мощностей $P_{\partial M} = M_{\partial M} \Omega_1$, $P_{MX} = M_{\partial M} \Omega$ и заменяя в них электромагнитный момент $M_{\partial M}$ его

пуска Т_п:

выражением из уравнения моментов машины $M_{\partial M} = M + J \frac{d\Omega}{dt}$, получаем в результате интегрирования за время

$$\int_{0}^{T_{\text{III}}} M\Omega_{1} dt + J\Omega_{1}\Omega_{0} = \int_{0}^{T_{\text{III}}} M\Omega dt + J\frac{\Omega_{0}^{2}}{2} + \int_{0}^{T_{\text{IIII}}} p_{\text{M2}} dt, \qquad (18-15)$$

где Ω_0 — скорость вращения двигателя после окончания процесса пуска. Она весьма близка к синхронной скорости Ω_1 , и можно принять $\Omega_1 \approx \Omega_0$; тогда из (18-15) будем иметь:

$$W_{M2} = \int_{0}^{T_{\Pi}} p_{M2} dt = J \frac{\Omega_{0}^{2}}{2} + \Omega_{1} \int_{0}^{T_{\Pi}} Ms dt. \qquad (18-16)$$



02

14

12

10

8 6

4

2

М_{макс}

S_m=0,05

0.1

М

M.

ля $s_0 = 0,02$.

Пусть двигатель пускается вхолостую ($M_2 = 0$). Пренебрегая влиянием незначительных механических потерь ($M_{MX} \approx 0$), можно положить в (18-16) $M = M_2 + M_{MX} = 0$. В результате приходим к важному выводу: энергия, выделившаяся в обмотке ротора за время пуска двигателя вхолостую, равна кинетической энергии, сообщенной ротору при его ускорении из неподвижного состояния до режима с установившейся ско ростью вращения Ω₀.

Таким образом, нагрев обмотки ротора при пуске двигателя, определяемый вели чиной энергип W_{M_2} , зависит в рассматриваемом случае только от момента инерции вращающихся частей J и скорости вращения машины в установившемся режиме, но на неги не оказывают влияния условия пуска. Так, при пусках с различными значениями на пряжения на зажимах двигателя (папример, реакторный пуск и прямое включение на сеть) время пуска $T_{\rm п}$ различно, а величина энергии $W_{\rm M_2}$, выделяемой в обмотке ротора остается одной и той же.

При пуске двигателя под нагрузкой ($M \neq 0$) нагрев обмотки ротора зависит не только от величины кинетической энергии, приобретаемой ротором за время пуска, но и условий пуска. Если в первом приближении принять линейный закон изменения скольжения во времени при пуске [это обычно близко к действительной кривой s = f(t) на бо́льшей ее части], то $s \approx 1 - t/T_{\Pi}$.

При постоянстве момента механических сил M будем иметь: $\Omega_1 \int_0^T Ms \ dt = M \Omega_1 T_{\Pi}/2.$

Поэтому при пуске двигателя с постоянным моментом нагрузки, как видно из (18-16), энергия, выделяющаяся в обмотке ротора, больше энергии $J\Omega_0^2/2$ на величину механической работы за время пуска и равной $M\Omega_1 T_{\Pi}/2$. Поскольку последняя зависит от продолжительности пуска T_{Π} , то нагрев обмотки ротора при пуске под нагрузкой тем значительнее, чем больше время пуска T_{Π} .

Все сказанное относится и к нагреву обмотки статора, так как токи в обмотках статора и ротора I_1 и I'_2 мало отличаются друг от друга в значительном диапазоне скольжений (см. рис. 16-3).
АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ РОТОРА

§ 19-1. Общие замечания

Как было показано выше (§ 18-1), для увеличения пускового момента асинхронного двигателя при одновременном сохранении в нормальном рабочем режиме к. п. д. машины следует иметь повышенные значения вторичного активного сопротивления r'_2 только в процессе пуска двигателя. В двигателях с короткозамкнутыми роторами эта задача решается за счет применения вторичных обмоток с переменными параметрами. Сопротивления r'_2 , x'_{s2} на схеме замещения таких двигателей являются функцией частоты в роторе или, что то же самое, — функцией скольжения машины.

Конструктивно двигатели с переменными параметрами ротора могут быть разделены на две группы: 1) двигатели с одной обмоткой на роторе; 2) двигатели с двумя обмот, ками на роторе.

В двигателях первой группы изменение параметров r'_2 , x'_{s2} при изменении скольжения обусловлено явлением вытеснения тока в обмотке ротора. Поэтому форма поперечного сечения стержней короткозамкнутой вторичной обмотки этих двигателей выбирается такой, чтобы эффект вытеснения тока проявлялся как можно сильнее. Наибольшее распространение получили двигатели с глубоким и колбовидным пазами ротора (рис. 15-4).

В двигателях второй группы изменение параметров r_2 , x_{s2} схемы замещения обусловлено главным образом различным распределением вторичного тока I'_2 между двумя короткозамкнутыми обмотками ротора при различных значениях скольжения машины.

Ниже рассматриваются указанные модификации короткозамкнутых асинхронных двигателей.

§ 19-2. Асинхронный двигатель с глубоким пазом на роторе

В рассматриваемом типе двигателя — его называют глубокоп а зным — паз ротора имеет форму узкой и глубокой щели с отношением высоты к ширине, доходящим до 10.

Пусть в зазоре машины существует вращающееся магнитное поле, индуктирующее э. д. с. в обмотках статора и ротора. Ток короткозамкнутой



Рис. 19-1. Магнитное поле в области паза ротора асинхронного двигателя: a — поле рассеяния; b — результирующее поле; s направление векторов E, H, II.

обмотки ротора создает поле рассеяния которое в пазовой части машины имеет характер, схематически показанный на рис. 19-1, а. Поскольку сердечник ротора достаточно хорошо расслоен, так кан он собран из изолированных тонких листов, то можно пренебречь вихревыми токами в нем. Положив, кроме того. проницаемость стального сердечника равной бесконечности, получим картину результирующего магнитного поля в пазу ротора, представленную на рис. 19-1, б Трубки поля, пересекающие паз, нанормально к стенкам паза правлены При достаточно узких пазах, какими они практически и выполняются, трубки поля

в пределах паза можно считать прямолинейными.

Магнитное поле, приведенное на рис. 19-1, б, плоскопараллельное, т. е. оно повторяется в любом поперечном сечении машины на протяжении расчетной длины l', если пренебречь краевым эффектом — тем, что поля на торцах машины и в остальной ее части несколько различаются. Таким образом, индукция В и напряженность Н магнитного поля в глубоком пазу ротора являются фактически функциями только одной координаты z. отсчитываемой вдоль высоты паза. Это дает основание при определении напряженности магнитного поля и плотности тока в проводнике, заложенном в глубокий паз, воспользоваться известными результатами, получающимися при исследовании распространения электромагнитной энергии в проводящей среде, к которой она подходит в виде плоской волны.

Вектор напряженности электрического поля в проводнике ротора Е (или вектор э. д. с., индуктируемой на единице длины проводника при вращении ротора в магнитном поле со скольжением s) направлен вдоле проводника. Поэтому в е к т о р П о й н т и н г а II, указывающий направление распространения электромагнитной энергии и перпендикулярный по отношению к векторам II и E, ориентирован в глубь паза вдоле его высоты (рис. 19-1, e).

Известно, что при проникновении плоской волны электромагнитной энергии внутрь проводящей среды, в рассматриваемом случае — в глубь проводника обмотки ротора асинхронного двигателя, модули напряженности магнитного поля и плотности тока убывают по экспоненциальному закону. Так, модуль плотности тока δ по высоте проводника изменяется по закону

$$\delta = \delta_0 \varepsilon^{-z \sqrt{\pi f_2 \mu \gamma}} = \delta_0 \varepsilon^{-\frac{5^2}{h_{\rm H}}}, \qquad (19-1)$$

где δ_0 — модуль плотности тока на поверхности проводника, обращенной к воздушному зазору (z = 0); f_2 — частота в роторе; γ , μ — удельная проводимость и магнитная проницаемость материала проводника; h_n — высота проводника, *м*.

Параметр

$$\xi = h_{\pi} \sqrt{\pi f_2 \mu \gamma} \qquad (19-2)$$



Рис. 19-2. Распределение модуля плотности тока по высоте медного стержня ротора.

носит название приведенной высоты проводника. Если обмотка ротора выполнена из меди, для которой у≈ 5,8 ·10⁷сим/м,

а магнитная проницаемость равна магнитной постоянной $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$, то при частоте $f_2 = 50$ гц имеем: $\sqrt{\pi f_2 \mu_0 \gamma} \approx 100$ и $\xi \approx h_{\rm H}$, при условии, что $h_{\rm H}$ измеряется в сантиметрах. Таким образом, для рассматриваемых условий приведенная высота проводника ξ численно равна высоте проводника, выраженной в сантиметрах.

Из (19-1) видно, что в самом нижнем слое проводника (на дне паза), для которого $z = h_{\pi}$,

$$\delta = \delta_0 \varepsilon^{-\xi} = \delta_0 \varepsilon^{-h_{\Pi}}.$$

При высоте проводника $h_{\rm m} = 3 \div 4$ см модуль плотности тока в той части проводника, которая расположена на дне паза, равен $\delta_0 \varepsilon^{-(3 \div 4)} = (0,018 \div 0,049) \, \delta_0$, т. е. незначителен в сравнении с модулем плотности тока у наружной поверхности проводника δ_0 .

На рис. 19-2 показано распределение модуля плотности тока δ по высоте медного проводника, вычисленное по (19-1) для $h_{\rm n} = 4$ см.

Вытеснение тока в верхнюю часть стержней обмотки ротора приводит к тому, что нижняя их часть практически не обтекается током и становится нерабочей.

В результате уменьшения сечения рабочей части стержней по сравнению с фактическим сечением проводников увеличивается активное сопротивление и уменьшается индуктивное сопротивление рассеяния стержней.

Поскольку эффект вытеснения тока в проводниках ротора имеет место только в пазовой части обмотки, помещенной в стальном сердечнике, и не проявляется в лобовых частях ее, находящихся в воздухе, активное сопротивление r'_2 и индуктивное сопротивление рассеяния x'_{s2} всей вторичной обмотки в целом можно представить в виде:

$$r'_{2} = k_{r} r'_{2\Pi} + r'_{2\Pi}, \qquad (19-3)$$

$$x_{s_2} = k_x x_{s_{2\Pi}} + x_{s_{2\Pi}}, \qquad (19-4)$$

где индексами «п» и «л» отмечены сопротивления, относящиеся к пазовой и лобовой частям обмотки ротора при равномерном распределении вторичного тока по всему поперечному сечению стержней, т. е. при отсутствии вытеснения тока; коэффициенты k_r и k_x учитывают изменение сопротивлений пазовой части обмотки под влиянием вытеснения тока. Исходя из общих соображений, приведенных выше, следует, что $k_r \ge 1,0$ и $k_x \le 1,0$

Коэффициенты k, k, имеют следующие аналитические выражения

$$k_r = \xi \frac{\sin 2\xi + \sin 2\xi}{\cosh 2\xi - \cos 2\xi}$$
, (19-5)

$$k_x = \frac{3}{2\xi} \cdot \frac{\sin 2\xi - \sin 2\xi}{\cosh 2\xi - \cos 2\xi}.$$
 (19-6)

Для значений параметра, лежащих в пределах $0 \leq \xi \leq 1,0$, $k_r = k_x \approx 1,0$, т. е. эффект вытеснения тока практически не сказывается. При $\xi \ge 2,0$ из (19-5), (19-6) нетрудно получить приближенные значения коэф фициентов изменения сопротивлений обмотки ротора в виде:

$$k_r \approx \xi, \quad k_x \approx \frac{3}{2\xi}.$$
 (19-7)

В начале пуска двигателя, когда n = 0, частота в роторе f_2 равна частоте в статоре f_1 , и для обмотки, выполненной из меди, при $f_1 = 50$ га значение $\xi \approx h_{\rm m}$. Высота стержня обмотки ротора в глубокопазном двигателе выбирается такой, чтобы при n = 0 эффект вытеснения тока в обмотке ротора имел необходимую интенсивность. Так, при $h_{\rm m} = 3 \div 4$ сл для рассмотренного выше случая $\xi = 3 \div 4$ и в соответствии с (19-7 $k_r = 3 \div 4$. Учитывая выражение (19-3), при этом получим увеличение сопротивления r'_2 за счет эффекта вытеснения тока в 2—2,5 раза.

При вращении ротора с некоторым скольжением s частота $f_2 = f_1$ и приведенная высота проводника для обмотки из меди, как следует из (19-2), равна

$$\xi = h_{\rm n} \sqrt{s}. \tag{19-8}$$

При уменьшении скольжения параметр ξ также уменьшается и эффект вытеснения тока в обмотке ротора все меньше сказывается на ее парамет рах r'_2 , x'_{s2} . Глубокопазный двигатель имеет практически нормальные неизменные параметры r'_2 , x'_{s2} в таком диапазоне скольжений, для кото рого $0 \leq \xi \leq 1,0$, следовательно, $k_r = k_x \approx 1,0$. Из (19-8) видно, что наи большее скольжение, соответствующее указанному диапазону, опреде ляется из условия $s < 1/h_{\Pi}^2$. Например, при $h_{\Pi} = 3 \div 4$ см скольжении $s < 0,06 \div 0,1$. Таким образом, в нормальном рабочем режиме ($s < 0,06 \div 0,1$) эффект вытеснения тока в глубокопазном двигателе практически не проявляется. Итак, применение на роторе асинхронного двигателя глубоких назов позволяет иметь нормальное значение активного сопротивления r'_2 в рабочем режиме и повышенное значение при пуске машины и тем самым дает возможность улучшить пусковые характеристики двигателя.

Все характеристики глубокопазного двигателя рассчитываются по общим выражениям, приведенным в предыдущих главах. Следует только иметь в виду, что сопротивления r_2 и x_{s2} являются теперь функцией скольжения (за исключением некоторой зоны малых скольжений $s < 1/h_n^2$).

Глубокопазные двигатели обычно строят с номинальной мощностью не менее 120—150 квт. Высота паза на роторе таких машин достигает 50— 55 мм.

§ 19-3. Асинхронный двигатель с колбовидным пазом на роторе

Механические напряжения в высоких стержнях ротора глубокопазного двигателя, возникающие вследствие нагрева обмотки ротора при пуске машины в ход, — причина того, что указанный тип двигателя надежен в эксплуатации лишь при ограниченных значениях скорости вращения. Поэтому в тех быстроходных мощных асинхронных двигателях, которые должны иметь повышенные значения пускового момента, стали применять на роторе медные стержни специального профиля, напоминающего колбу (рис. 19-3). Такие короткозамкнутые асинхронные двигатели называются д в и г а т е л я м и с к о л б о в и д ны м п а з о м на р от о ре.

При пуске они более надежны, чем глубокопазные двигатели, так как температурные перепады в пределах сечения стержня при колбовидной форме меньше, чем для высокого стержня прямоугольной формы. Стержень колбовидной формы также ценен тем, что он меньше подвержен вибрациям.

Для получения эффекта вытеснения тока в роторе надлежащей интенсивности в глубокопазном двигателе приходится выполнять стержни достаточно высокими. Стержень с колбовидным профилем имеет по сравнению с эквивалентным по сечению прямоугольным стержнем значительно меньшую высоту паза; это дает некоторое уменьшение индуктивного сопротивления рассеяния обмотки ротора в сравнении с таковым у глубокопазного двигателя.



Рис. 19-3. Колбовидный паз ротора асинхронного двигателя.

Коэффициент увеличения активного сопротивления пазовой части обмотки ротора двигателя с колбовидным пазом k_r может быть с достаточной точностью определен с помощью приближенной формулы

$$k_r = \frac{q_{\Pi}}{q_{\Pi}'}, \qquad (19-9)$$

где $q_{\rm m}$ — поперечное сечение стержня; $q'_{\rm n}$ — поперечное сечение части стержня на высоте, равной так называемой глубине проникновения электромагнитной волны z_a . Последняя вычисляется как для стержня прямоугольной формы, высота которого равна высоте паза колбовидной формы: $z_a = h_{\rm m}/\varphi(\xi)$, где функция $\varphi(\xi)$ представляет собой правую часть выражения (19-5).

Пусть, например, размеры медного стержня колбовидного профиля равны (рис. 19-3): $h_0 = 1,2 \, cm$; $b_n = 0,5 \, cm$; $d_c = 1,8 \, cm$; $h_n = 3,0 \, cm$. При частоте в роторе $f_2 = 50 \, cu$ (s = 1,0) в соответствии с (19-8) $\xi = h_n = 3,0$. Для этого значения приведенной высоты паза, как следует из (19-7), φ (ξ) = ξ . Поэтому глубина проникновения $z_a = h_n / \varphi$ (ξ) = $h_n / h_n = 1 \, cm$. Сечение q'_n равно 0,5 ·1 = 0,5 cm^2 , а сечение $q_n = 0,5 \cdot 1,2 + 3,14 \cdot 1,8^2/4 =$ = 3,14 cm^2 . Активное сопротивление пазовой части стержня под влиянием вытеснения тока увеличивается при s = 1,0 в $k_r = 3,14/0,5 = 6,28$ раза. Такое же значение коэффициента k_r в глубокопазном двигателе получим при высоте стержня $h_n = 6,28 \, cm$.

§ 19-4. Асинхронный двигатель с двойной клеткой на роторе

На роторе рассматриваемого короткозамкнутого асинхронного двигателя располагаются две обмотки — клетки, имеющие либо по одному с каждой стороны машины общему короткозамыкающему кольцу (в обмотках, получаемых заливкой алюминия), либо по два кольца — отдельно для каждой обмотки (в обмотках, образованных из медных и латунных стержней). Первое из указанных исполнений обмотки ротора применяется в машинах мощностью примерно до 100 *квт*, второе — при большей номинальной мощности двигателя. Такие асинхронные двигатели для краткости называют д в у х к л е т о ч н ы м и.

Для получения надлежащих пусковых и рабочих характеристик обмотки ротора двухклеточного двигателя выполняются с различными параметрами: стержни, расположенные ближе к поверхности ротора и образующие верхнюю клетку, имеют активное сопротивление большее, а индуктивное сопротивление рассеяния меньшее, чем стержни, более удаленные от зазора машины и составляющие нижнюю клетку. Ниже будет показано, что в начальной стадии пуска двигателя при скольжениях, близких к единице, бо́лыпую часть электромагнитного момента машины создает верхняя клетка на роторе. Поэтому она называется пусковой клеткой. В зоне скольжений, соответствующих нормальному рабочему режиму, напротив, основную роль в образовании электромагнитного момента играет нижняя клетка, которая поэтому называется рабочей.

Различие в активных сопротивлениях обмоток ротора достигается за счет того, что клетки выполняются из материалов с неодинаковыми удельными сопротивлениями: нижняя, рабочая клетка — из меди, верхняя, пусковая — из латуни. Применение для пусковой клетки материала с повышенным удельным сопротивлением позволяет увеличить ее активное сопротивление, не прибегая к уменьшению поперечного сечения стержней, которое привело бы к чрезмерному нагреву обмотки при пуске двигателя в ход.



Рис. 19-4. Поле пазового рассеяния ротора двухклеточного асинхронного двигателя.

Величина индуктивного сопротивления рассеяния обмоток ротора зависит от взаимного расположения пазов всех обмоток. На рис. 19-4 схематически показано поле пазового рассеяния обмоток ротора. Размещая стержни пусковой клетки как можно ближе к поверхности ротора, уменьшают тем самым ее сопротивление рассеяния. Аналогичное сопротивление рабочей клетки получается более значительным вследствие наличия достаточно высокой воздушной щели между пазами верхней и нижней клеток. Изменяя высоту и ширину этой щели, можно в некоторых пределах регулировать сопротивление рассеяния рабочей клетки, так как от размеров щели зависит величина потока рассеяния при заданном токе рабочей клетки. На рис. 19-4 показана также трубка поля рассеяния обмоток ротора, сцепляющегося с обеими обмотками.

При работе двухклеточного асинхронного двигателя вращающееся магнитное поле взаимной индукции обмоток статора и ротора индуктирует одинаковые э. д. с. в обеих клетках ротора. Одинаковыми в них будут и э. д. с., индуктируемые полем рассеяния, охватывающим обе клетки. Эта э. д. с. пропорциональна сумме токов пусковой и рабочей клеток.

Уравнения напряжения клеток ротора по аналогии с (15-13) и с учетом характера поля рассеяния будут иметь вид:

$$\dot{I}_{\Pi}'r_{\Pi}'\frac{1-s}{s} = \dot{E}_{2}' - j(\dot{I}_{\Pi}' + \dot{I}_{p})x_{sp\pi} - \dot{I}_{\Pi}'(r_{\Pi} + jx_{s\Pi}), \qquad (19-10)$$

$$\dot{I_{p}}r_{p}\frac{1-s}{s} = \dot{E_{2}} - j(\dot{I_{u}} + \dot{I_{p}})x_{spu} - \dot{I_{p}}(r_{p} + jx_{sp}), \qquad (19-11)$$



Рис. 19-5. Схема замещения двухклеточного асинхронного двигателя.

где I'_n , I'_p — приведенные токи пусковой и рабочей клеток (подстрочными индексами «п» и «р» отмечена принадлежность величины к пусковой и рабочей клеткам; штрих над символом обозначает приведение величины к обмотке статора); $\vec{E'}_2$ э. д. с., индуктируемая в обмотках ротора неподвижного двигателя полем взаимной индукции

статора и ротора; r'_{n} , r'_{p} , x'_{sn} , x'_{sp} — активные сопротивления и индуктивные сопротивления рассеяния клеток; x'_{spn} — индуктивное сопротивление рассеяния, обусловленное общим полем рассеяния обеих клеток.

Уравнение напряжения обмотки статора двухклеточного двигателя имеет обычный вид [см. (15-12)]. Что касается уравнения м. д. с. машины (15-14), то в рассматриваемом случае м. д. с. ротора представляет сумму м. д. с. обеих клеток, поэтому приведенный вторичный ток

$$\dot{I}_{2}' = \dot{I}_{n}' + \dot{I}_{p}'.$$
 (19-12)

По уравнениям (15-12), (15-14), (15-15), (19-10)—(19-12) можно построить схему замещения двухклеточного двигателя (рис. 19-5).

Поскольку клетки ротора представлены на схеме замещения двигателя двумя параллельными цепями, то нетрудно видеть, что

$$\frac{\dot{I}'_{\rm n}}{\dot{I}'_{\rm p}} = \frac{Z'_{\rm p}}{Z'_{\rm n}},$$
 (19-13)

где $Z'_{p} = \frac{r'_{p}}{s} + jx'_{sp}$, $Z'_{n} = \frac{r'_{n}}{s} + jx'_{sn}$ — полные сопротивления клеток ротора на схеме замещения.

Как следует из (19-13), модули токов обмоток ротора относятся обратно пропорционально модулям полных сопротивлений клеток. Обычно сопротивление рассеяния пусковой клетки x_{sn} весьма мало, так что можно принять: $\sqrt{(r_n'/s)^2 + x_{sn}^{'^2}} \approx r'_n/s$; поэтому

$$\frac{I'_{\mathrm{ff}}}{I'_{\mathrm{p}}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{r'_{\mathrm{p}}}{s}\right)^2 + {x'_{\mathrm{sp}}^2}}}{\frac{r'_{\mathrm{ff}}}{s}}.$$

В начальной стадии пуска (скольжение близко к единице)

$$\frac{I'_{\pi}}{I'_{p}} \approx \frac{x'_{sp}}{\frac{r'_{\pi}}{s}} \,. \tag{19-14}$$

В зоне малых скольжений (0 < s < s_m) будем иметь:

$$\frac{I_{\rm n}'}{I_p} \approx \frac{r_p'}{r_{\rm n}'}.\tag{19-15}$$

Поскольку $r'_{\rm p} < r'_{\rm n} < x'_{\rm sp}$, то, как можно видеть из (19-14), (19-15), в начальной стадии пуска ток пусковой клетки больше тока рабочей клетки; для рабочего режима получается обратное соотношение: $I'_{\rm p} > I'_{\rm n}$.

Электромагнитные моменты, обусловленные пусковой $(M_{\text{эмп}})$ и рабочей $(M_{\text{эмр}})$ клетками, в общем виде равны:

$$M_{\rm PMR} = \frac{m_1 I_{\rm II}^{\,\,'} r_{\rm II}^{\,\prime}}{\Omega_1 s} , \qquad M_{\rm PMP} = \frac{m_1 I_{\rm P}^{\,\,'} r_{\rm P}^{\,\,\prime}}{\Omega_1 s} ,$$

а отношение этих моментов

$$\frac{M_{\rm PMR}}{M_{\rm PMP}} = \left(\frac{I_{\rm II}}{I_{\rm p}}\right)^2 \frac{r_{\rm II}}{r_{\rm p}}.$$

Подставив сюда (19-14) и (19-15), найдем, что $M_{\text{эмп}}/M_{\text{эмр}}$ равно $\frac{x_{sp}'^2}{r_{n}'r_{p}}s^2$ для скольжений, близких к единице, и r_{p}'/r_{n}' для скольжений $0 < s < s_{m}$. Так, для двигателя, имеющего параметры $r_{n}'/r_{p}' = 4$ и $x_{sp}'/r_{p}' = 5$, при s = 1,0 имеем: $I_{n}'/I_{p} \approx 1,25$, $M_{\text{эмп}}/M_{\text{эмр}} \approx 6,25$, в области малых скольжений $I_{n}'/I_{p} \approx M_{\text{эмп}}/M_{\text{эмр}} \approx 0,25$.

Этот пример показывает,

что в двухклеточном двигателе основную часть электромагнитного момента при пуске создает верхняя клетка, обладающая значительным активным сопротивлением, а в нормальном рабочем режиме — нижняя клетка, имеющая небольшое активное сопротивление.

Зависимость электромагнитных моментов, создаваемых отдельными клетками двухклеточного двигателя, от скольжения показана на рис. 19-6. Там же приведена механическая характеристика двигателя $M_{\rm PM} = M_{\rm PM} = M_{\rm PM} + M_{\rm PM} = f$ (s).



Рис. 19-6. Механическая характеристика двухклеточного асинхронного двигателя.

Все характеристики двухклеточного двигателя могут быть рассчитаны с помощью его схемы замещения, представленной на рис. 19-5. Последняя приводится к обычной Т-образной схеме с параметрами r'_2/s и x'_{s2} вторичной цепи. Для этого достаточно на схеме рис. 19-5 произвести сложение двух параллельно включенных сопротивлений Z'p и Z' и прибавить к получающемуся индуктивному сопротивлению *x*'_{sp п}. Нетрудно vбесопротивление диться, что эквивалентные параметры r_2' и x's2 двухклеточного двигателя зависят не только от параметров обеих клеток

ротора, но являются функцией скольжения. В области малых скольжений $(0 \leq s \leq s_m)$ можно приближенно принять:

$$r_{2}^{\prime} \approx rac{r_{\Pi}^{\prime}r_{\mathrm{p}}^{\prime}}{r_{\Pi}^{\prime}+r_{\mathrm{p}}^{\prime}}, \quad x_{\mathrm{s2}}^{\prime} \approx x_{\mathrm{sp}\ \Pi}^{\prime} + \left(rac{r_{\Pi}^{\prime}}{r_{\Pi}^{\prime}+r_{\mathrm{p}}^{\prime}}
ight)^{2} x_{\mathrm{sp}}^{\prime}.$$

§ 19-5. Сравнение асинхронных короткозамкнутых двигателей различных типов

Улучшение пусковых характеристик в двигателях с глубоким и колбовидным пазами на роторе достигается при некотором ухудшении рабочих характеристик по сравнению с таковыми для короткозамкнутых двигателей нормального исполнения. Особенно это относится к глубокопазному двигателю. Для получения надлежащего эффекта вытеснения тока в обмотке ротора глубокопазного двигателя прямоугольный паз на его роторе приходится выполнять достаточно высоким. Следствием такой формы паза является увеличенное поле рассеяния при заданном токе ротора и, следовательно, повышенное значение индуктивного сопротивления рассеяния x_{s2} . В свою очередь, увеличение сопротивления x_{s2} в асинхронном двигателе, как можно видеть из выражений (16-29) и (16-17) (см., кроме того, рис. 16-2), приводит к уменьшению максимального электромагнитного момента М_{макс} и коэффициента мощности в номинальном режиме $\cos \varphi_{\rm H}$. Поэтому кратность максимального момента $k_{\rm M}$, а вместе с ней и перегрузочная способность машины, а также соз ф, у глубокопазного двигателя несколько меньше, чем у короткозамкнутого двигателя нормального исполнения.

Двигатели с глубоким и колбовидным пазами на роторе имеют следующие характеристики: $k_{\rm M} = M_{\rm Makc}/M_{\rm H} = 2.0 \div 2.3; \ k_{\rm n} = M_{\rm n}/M_{\rm H} = 1 \div 1.5; \ I_{\rm n} = I_{\rm n}/I_{\rm H} = 4 \div 6.$

Двигатели с вытеснением тока в обмотке ротора уступают двигателям с двойной клеткой на роторе в отношении возможности достаточно широкой вариации пусковых характеристик при сохранении основных показателей в нормальном рабочем режиме.

Путем надлежащего выбора параметров клеток ротора в двухклеточных двигателях можно получить весьма высокие значения кратности пускового момента, доходящие до $k_{\rm m}=3$, при умеренной кратности пускового тока.

Поскольку двухклеточный двигатель из-за своего ротора несколько сложнее и дороже, чем двигатели с одной обмоткой на роторе, он применяется только в установках с тяжелыми условиями пуска.

Глава двадцатая

РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 20-1. Общие замечания

Механизмы, приводимые в движение электрическими двигателями, часто должны работать с различными скоростями. Так, на металлообрабатывающих станках грубая обработка деталей ведется при значительных механических силах с малой скоростью, а чистовая обработка — при сравнительно небольших механических усилиях, но со значительной скоростью. Регулирование скорости движения необходимо в установках электрической тяги (на электровозах, на судах с электрической тягой), в подъемных устройствах и во многих других рабочих механизмах.

Одним из наиболее прогрессивных способов изменения скорости рабочих механизмов является регулирование скорости электрических двигателей, приводящих их в движение. Поэтому в общей оценке рабочих свойств электродвигателя важное значение приобрели его регулировочные характеристики. Возможности регулирования скорости электродвигателя, а следовательно, и его регулировочные характеристики определяются диапазоном и характером изменения скорости (плавное или ступенчатое), а также экономичностью способа и простотой и надежностью схем регулирования.

Следует сказать, что в отношении регулировочных характеристик асинхронные двигатели уступают двигателям постоянного тока (гл. 39), обладающим весьма гибкими регулировочными свойствами. Этим обстоятельством и объясняется еще достаточно широкое применение в качестве приводных двигателей машин постоянного тока. Тем не менее, во многих случаях задача регулирования скорости рабочего механизма может быть решена с помощью асинхронного двигателя.

Рассмотрим прежде всего, какие принципиальные возможности имеются в отношении регулирования скорости асинхронных двигателей.

Скорость вращения асинхронного двигателя

$$n = n_1 (1 - s) = \frac{60f_1}{p} (1 - s).$$

Из этого выражения следует, что скорость двигателя можно регулировать, изменяя величину синхронной скорости вращения магнитного поля n_1 ,

которая зависит от частоты напряжения, приложенного к первичной обмотке двигателя f_1 , и числа полюсов обмоток машины 2p. Таким образом, два способа регулирования скорости асинхронного двигателя основаны на изменении частоты первичной цепи и числа полюсов машины.

При неизменной синхронной скорости двигателя n_1 скорость вращения ротора n (или скольжение машины s) определяется при заданном моменте механических сил M видом механической характеристики двигателя $M_{\Im M} = f(s)$. В самом деле, поскольку установившийся режим работы двигателя характеризуется равенством моментов $M_{\Im M} = M$, в зависимости от вида механической характеристики двигатель будет работать при том или ином скольжении.

Выражение (16-27) для электромагнитного момента как функции скольжения s показывает, что видоизменить механическую характеристику асинхронного двигателя, а следовательно, и регулировать его скорость вращения можно путем изменения первичного напряжения U_1 и включения в цепи обмоток статора и ротора машины регулируемых сопротивлений. Последние при определении момента $M_{\rm PM}$ по (16-27) должны быть прибавлены к соответствующим сопротивлениям самой машины.

Регулирование скорости асинхронного двигателя посредством изменения напряжения U_1 и при помощи регулируемых сопротивлений, включаемых в цепь статора, а также индуктивного сопротивления, вводимого в цепь ротора, имеет весьма ограниченное значение. Это объясняется двумя причинами: малым диапазоном регулирования скорости и значительным понижением перегрузочной способности двигателя.

Действительно, статически устойчивые режимы работы асинхронного двигателя в большинстве случаев $(dM_{_{\partial M}}/ds) > dM/ds)$ имеют место только для скольжений, меньших s_m (§ 16-6). Но для указанных способов регулирования скорости величина скольжения s_m , как это видно из (16-28), либо остается неизменной (регулирование U_1), либо даже уменьшается (при введении регулируемых сопротивлений) по сравнению с его естественным значением. Поскольку естественное значение s_m у двигателей средней и большой мощности невелико (около 0,1), а рабочие скольжения должны быть меньше s_m , то диапазон регулирования скорости для указанных способов получается ограниченным. Уменьшение максимального момента $M_{\rm макс}$ (16-29) в рассматриваемых случаях обусловливает снижение перегрузочной способности асинхронного двигателя.

Широкое распространение получил способ регулирования скорости асинхронного двигателя посредством активного сопротивления, включаемого в цепь ротора машины. Как было показано в § 16-3, увеличение активного сопротивления цепи ротора не приводит к снижению максимального момента $M_{\rm макс}$ и вместе с тем дает увеличение скольжения s_m , что расширяет диапазон регулирования скорости. Наконец, необходимо указать еще на один важный способ регулирования скорости асинхронного двигателя — с помощью введения в цепе ротора внешнего напряжения, которое, как будет показано ниже, изменяет характер зависимости $M_{_{\rm ЭМ}} = f(s)$. Принципиальная возможность подобного регулирования скорости асинхронного двигателя видна из общих энергетических соотношений, приведенных в гл. 5. Из выражений (5-15) и (5-20) следует, что скольжение двигателя в установившемся режиме, когда $M_{_{\rm ЭМ}} = M$, равно

$$s = \frac{P_{23} + p_{M2}}{M_{2M}\Omega_1} = \frac{P_{23} + p_{M2}}{M\Omega_1}, \qquad (20-1)$$

где $P_{23} = m_1 U'_2 I'_2 \cos \varphi_2$ — электрическая мощность, потребляемая или выдаваемая дополнительным устройством, включенным в цепь ротора асинхронного двигателя и имеющим на своих зажимах напряжение U'_2 ; φ_2 — угол сдвига между напряжением $\dot{U'}_2$ и током роторной цепи двигателя $\dot{I'}_2$.

Как видно из (20-1), изменение мощности P_{29} при заданном моменте механических сил M вызывает соответствующее изменение скольжения асинхронного двигателя.

§ 20-2. Регулирование скорости двигателя посредством активного сопротивления в цепи ротора

Рассматриваемый способ регулирования скорости применим лишь для двигателей с фазным ротором, на зажимы обмотки которого включается регулируемое трехфазное активное сопротивление r'_{μ} (рис. 18-1).

Допустим, что регулирование скорости двигателя производится при ностоянстве момента механических сил. В исходном режиме двигатель работает при $r_{\rm a} = 0$ с некоторым скольжением s_1 , определяемым по естественной механической характеристике из условия $M_{\rm PM} = M$ (точка *a* на рис. 20-1).

При введении в цепь ротора сопротивления r'_{n1} возникает переходный процесс, связанный с изменением токов в цепях, электромагнитного момента и скорости вращения машины. Для оценки явления в первом приближении можно считать, что изменение токов и электромагнитного момента машины определяется по уравнениям установившегося режима. Тогда режим двигателя, возникающий вслед за включением в цепь ротора сопротивления r'_{n1} , пока скорость вращения еще не успела измениться вследствие механической инерции вращающихся частей машины, характеризуется на рис. 20-1 точкой б, лежащей на механической характеристике, соответствующей сопротивлению r'_{n1} . Из рис. 20-1 видно, что на ротор двигателя начинает действовать динамический момент $J \frac{d\Omega}{dt} = M_{\rm PM} - M < 0$: ротор $M_{\rm MOKC}$ испытывает отрицательное ускорение и скорость вращения уменьшается (скольжение увеличивается). Новый установившийся режим ($M_{\rm PM} = M$) получается при скольжении $s_2 > s_1$ (точка e на рис. 20-1).

Аналогично можно определить установившийся режим двигателя при введении в цепь ротора сопротивления $r_{\pi 2} > r_{\pi 1}$ (точка *г* на рис. 20-1).

Рассматриваемый способ позволяет плавно изменять скорость двигателя вниз ог нормальных значений, однако при значительном снижении скорости он неэкономичен, так как в регулировочном со-



Рис. 20-1. К определению скольжения асинхронного двигателя при различных активных сопротивлениях цепи ротора.

противлении r'_д бесполезно выделяется значительное количество энергии. К. п. д. двигателя

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{M_2\Omega}{P_{\rm PM} + p_{\rm M1} + p_{\rm c}} \approx \frac{M\Omega}{M\Omega_1 + p_{\rm M1} + p_{\rm c}} \sim \Omega,$$

так как M принят постоянным и, следовательно, $M_2 \approx \text{const}$, а потери p_{ML} и p_c также практически неизменны.

Таким образом, к. п. д. уменьшается тем сильнее, чем шире пределы регулирования скорости. Так, при снижении скорости в два раза ($\Omega \approx 0.5 \Omega_1$), к. п. д. также уменьшается примерно в два раза по сравнению с его значением в нормальном режиме, для которого можно принять $\Omega \approx \Omega_1$.

Поэтому рассматриваемый способ с широким диапазоном регулирования скорости применяется в двигателях сравнительно небольшой мощности, а в двигателях большой мощности — для ограниченных пределов изменения Ω.

§ 20-3. Регулирование скорости двигателя посредством введения в цепь ротора внешнего напряжения

Пусть к зажимам обмотки ротора асинхронного двигателя подведено внешнее напряжение, равное (после приведения к первичной обмотке двигателя) \dot{U}'_2 . Допустим, что частота этого напряжения равна частоте во вторичной обмотке двигателя $f_2 = f_1 s$, т. е. автоматически изменяется вместе с изменением скольжения асинхронного двигателя. Ограничимся рассмотрением режимов двигателя в зоне сравнительно небольших скольжений, когда в первом приближении можно пренебречь влиянием индуктивного сопротивления рассеяния обмотки ротора. В этом случае уравнение цепи ротора двигателя принимает вид:

$$\dot{E}_{2}s + \dot{U}_{2} \approx \dot{I}_{2}r_{2},$$

$$\dot{I}_{2} \approx \frac{\dot{E}_{2}s + \dot{U}_{2}}{s}.$$
(20-2)

откуда ток ротора

Подводимое к ротору двигателя напряжение можно представить в виде:

$$\dot{U}_{2}' = k_{2} \dot{E}_{2}' \epsilon^{j \alpha_{u}},$$
 (20-3)

где коэффициент $k_2 = U'_2/E'_2$ характеризует величину, а угол α_n — фазу подводимого напряжения по отношению к э. д. с., индуктируемой полем в обмотке ротора двигателя $\dot{E'_2}$.

Электромагнитный момент двигателя в рассматриваемых условиях, т. е. с учетом (20-2), (20-3), на основании общего выражения (16-26) равен

$$M_{\rm 3M} = \frac{m_1}{\Omega_1} \operatorname{Re} \left(\dot{E}_2' \tilde{I}_2' \right) = \frac{m_1}{\Omega_1} \cdot \frac{E_2'^2}{r_2'} \left(s + k_2 \cos \alpha_{\rm u} \right). \tag{20-4}$$

Из выражения (20-4) следует, что скольжение двигателя в установившемся режиме с заданной нагрузкой ($M_{\mathfrak{IM}} = M$) должно быть различным в зависимости от величины и фазы вводимого в ротор машины внешнего напряжения. Так, при постоянстве M скольжение двигателя s_1 до введения напряжения \dot{U}'_2 ($k_2 = 0$) и скольжение s_2 при наличии этого напряжения ($k_2 \neq 0$) связаны соотношением

$$s_2 = s_1 - k_2 \cos \alpha_u.$$
 (20-5)

При заданной величине напряжения U'_2 (или коэффициента k_2) наибольший диапазон изменения скорости асинхронного двигателя, как видно из (20-5), получается при $\alpha_u = 0$ и 180°. В указанном случае напряжение $\dot{U'_2}$ образует только активную (по отношению к э. д. с. $\dot{E'_2}$) составляющую тока в цепи ротора асинхронной машины. При введении напряжения $\dot{U'_2}$ в фазе с э. д. с. $\dot{E'_2} (\alpha_u = 0)$ скольжение двигателя уменьшается ($s_2 = s_1 - k_2$) и при $k_2 > s_1$ может сделаться отрицательным; в последнем случае асинхронный двигатель начнет работать при скорости, большей синхронной. Если напряжение $\dot{U'_2}$ ввести в противофазе по отношению к э. д. с. $\dot{E'_2} (\alpha_u = 180°)$, то скольжение двигателя увеличится ($s_2 = s_1 + k_2$). Наибольшая ($n_{\text{макс}}$) и наименьшая ($n_{\text{мин}}$) скорости двигателя при задан-

Наибольшая ($n_{\text{макс}}$) и наименьшая ($n_{\text{мин}}$) скорости двигателя при заданном k_2 равны: $n_{\text{макс}} = n_1$ ($1 - s_1 + k_2$), $n_{\text{мин}} = n_1$ ($1 - s_1 - k_2$). Если скольжение s_1 для двигателя с короткозамкнутым ротором ($k_2 = 0$) мало, то диапазон регулирования скорости определится в виде:

$$\frac{n_{\mathrm{marc}}}{n_{\mathrm{muh}}} \approx \frac{1+k_2}{1-k_2} \, .$$

Отметим попутно, что источник напряжения \dot{U}_2' при $\alpha_u \neq 0$ и 180° выдает или потребляет реактивную мощность, а это приводит к изменению коэффициента мощности двигателя на первичной стороне.

В качестве источника напряжения U'_2 , соединенного с обмоткой ротора асинхронного двигателя, может служить либо вспомогательная электрическая машина, либо вспомогательная обмотка, устраиваемая на самом двигателе и работающая через коллектор, с помощью которого напряжение U'_2 получает надлежащую частоту. В первом случае образуется так называемое каскадное соединение машин (каскад), во втором — возникает особый тип машины — коллектор ная асинхронная машина.

Рассматриваемый способ регулирования скорости асинхронного двигателя достаточно экономичен с точки зрения к. п. д. установки, поскольку мощность источника напряжения U'_2 используется в рабочем процессе. Вместе с тем коллекторная асинхронная машина или каскадная установка оказываются дороже нормального асинхронного двигателя.

§ 20-4. Регулирование скорости двигателя изменением частоты первичного напряжения

Осуществление этого способа регулирования скорости асинхронного двигателя возможно лишь при наличии источника напряжения переменной частоты. Подобными источниками могут являться: коллекторный и синхронный генераторы переменного тока, асинхронный преобразователь частоты, преобразовательные схемы с применением ионных или полупроводниковых управляемых вентилей.

Регулирование частоты напряжения, приложенного к первичной обмотке асинхронного двигателя, обусловливает изменение синхронной скорости поля в двигателе n₁. Вместе с ней меняется и скорость вращения ротора асинхронной машины, поскольку скольжение при любых нагрузках вплоть до номинальной остается достаточно малым.

Для регулирования скорости двигателя достаточно изменения частоты источника напряжения f_1 , однако для сохранения коэффициента мощности и перегрузочной способности двигателя и для обеспечения высокого значения к. п. д. необходимо одновременно изменять и напряжение источника U_1 . Как показал М. П. Костенко, характер одновременного регулирования U_1 и f_1 зависит от закона изменения момента нагрузки двигателя при изменении скорости вращения и выражается соотношением

$$\frac{U_1'}{U_1} = \frac{f_1'}{f_1} \sqrt{\frac{\dot{M}'}{M}}, \qquad (20-6)$$

где U'_1 , M' представляют напряжение источника и момент механических сил при частоте f'_1 , а U_1 , M — аналогичные величины при частоте f_1 .

Так, если регулирование скорости двигателя производится в условиях постоянства момента M, то напряжение источника следует изменять одновременно с частотой по закону

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const.}$$

Необходимо отметить, что при значительном уменьшении частоты f_1 (до 5—10 гµ), когда начинает сказываться влияние активного сопротивления первичной обмотки двигателя, регулирование в соответствии с (20-6) уже не позволяет сохранить перегрузочную способность и коэффициент мощности двигателя на требуемом уровне.

Источники переменной частоты удорожают установку с регулируемым асинхронным двигателем, поэтому рассматриваемый способ регулирования скорости наиболее выгоден, когда он применяется для группы двигателей, работающих в одинаковых условиях, или для специальных установок.

§ 20-5. Регулирование скорости двигателя изменением числа полюсов его обмоток

Для нормальной работы ряда рабочих механизмов не требуется плавного регулирования скорости вращения, а вполне достаточно иметь ограниченное число различных скоростей, находящихся в определенном соотношении друг с другом (ступенчатое регулирование скорости). Подобные условия встречаются, например, в таких механизмах как воздуходувки, загрузочные устройства, транспортеры, металлообрабатывающие станки, некоторые виды подъемников и т. д.

Ступенчатое изменение скорости можно получить в специальном, так называемом м н о г о с к о р о с т н о м а с и н х р о н н о м д в и г а т е л е. Отличительной особенностью такого двигателя является возможность образования в нем магнитного поля с различным числом полюсов и, следовательно, получения различных синхронных скоростей при постоянной частоте источника напряжения. Для этого на статоре двигателя укладывается обмотка (или обмотки), допускающая изменение ее числа полюсов. В подавляющем большинстве многоскоростные двигатели выполняются короткозамкнутыми, так как в двигателях с фазным ротором переключение обмотки на различное число полюсов нужно производить не только на статоре, но и на роторе. Короткозамкнутый же ротор автоматически образует то число полюсов, которое имеет магнитное поле в зазоре и которое равно числу полюсов обмотки статора.

Различные синхронные скорости можно получить при наличии на статоре одной или нескольких обмоток. Однако практически больше двух обмоток на статоре не располагают, поскольку в любом режиме работает только одна обмотка, и при большом их числе двигатель будет плохо использован (мощность его меньше, чем у нормального двигателя тех же размеров). Двухскоростные двигатели с отношением скоростей 2 : 1 строят с одной обмоткой; при других соотношениях скоростей и большем их числе применяют двигатели как с одной, так и с двумя обмотками. В настоящее время строятся двух-, трех- и четырехскоростные двигатели.

Одним из возможных и широко применяемым способом переключения обмотки на различные числа полюсов является изменение направления тока в отдельных ее ветвях. На рис. 20-2 приведена принципиальная схема при нереключении обмотки с соотношением чисел полюсов 1 : 2. Там же схематически показано магнитное поле, образуемое током обмотки. При направлении тока, показанном на рис. 20-2, а и б, образуется обмотка с числом полюсов, соответственно равным 2 и 4. Следует иметь в виду, что

возможно не только последовательное соединение отдельных частей фазной обмотки, но и параллельное.

Многоскоростные двигатели проектируются для различных режимов работы. Наиболее часто встречающиеся режимы постоянного момента (М2 = = const) и постоянной мощности ($P_2 =$ = const) при различных скоростях агрегата. Для заданного режима нагрузки (в том числе и номинального), но при различных скоростях вращения двигателя желательно иметь одинаковый нагрев его обмоток, что соответствует наилучшему использованию выбранной машины. Это значит, что при указанных условиях следует иметь одинаковым полный ток фазной обмотки ротора I.w. (изменением условий охлаждения



Рис. 20-2. Принципиальная схема переключения обмотки статора на различные числа полюсов, относящиеся как 1 : 2.

машины при различных скоростях вращения пренебрегаем). Таким образом, рациональная схема переключения обмотки статора должна не только давать требуемые числа полюсов, но и обеспечивать наилучшее использование машины. Покажем, каким требованиям должна при этом удовлетворять схема обмотки.

Подставляя в выражение электромагнитного момента (16-26) из (4-24) э. д. с. $E_1 = 4,44 \ \Phi_1 w_1 k_{0\bar{0}1} f_1$, где поток первой гармонической (см. § 4-2) $\Phi_1 = \frac{2}{\pi} B_{\delta} \tau l' = B_{\delta} \frac{D}{p} l'$ (у амплитуды первой гармонической индукции в зазоре $B_{\bar{0}1}$ здесь опущен индекс 1), и приведенный ток ротора (§ 15-4) $I'_2 = I_2 \frac{m_2 w_2 k_{0\bar{0}2}}{m_1 w_1 k_{0\bar{0}1}}$, а также принимая соз $\varphi_{\vartheta 2} \approx 1,0$, получаем:

$$M_{\rm PM} = c_1 B_{\delta} I_2 w_2 k_{\rm ob_2}, \tag{20-7}$$

где $c_1 = \frac{m_2}{\sqrt{2}} Dl'; D$ — диаметр статора; l' — расчетная длина машины.

Мощность на валу двигателя

$$P_2 \approx P_{\rm PM} = M_{\rm PM} \Omega_1 = c_2 \frac{B_{\delta} I_2 w_2 k_{\rm ob2}}{p},$$
 (20-8)

где $c_2 = 2\pi f_1 c_1$.

Допуская одинаковый нагрев обмоток двигателя при различных числах полюсов, положим в (20-7) и (20-8): $I_2 w_2 k_{o52} \approx \text{const}$; тогда

$$M_2 \approx M_{\rm PM} = c_3 B_\delta, \tag{20-9}$$

$$P_2 \approx P_{\text{PM}} = c_4 \, \frac{B_\delta}{p} \,, \tag{20-10}$$

причем с₃, с₄ — постоянные величины.

Выражения (20-9), (20-10) показывают, что заданный режим нагрузки с одинаковым нагревом обмоток двигателя при различных синхронных скоростях (различных p) определяется величиной индукции B_{δ} . Пусть, например, при переключении обмотки статора с числа пар полюсов p_1 на p_{11} двигатель продолжает работать с тем же моментом нагрузки ($M_2 \approx M = M_{\rm BM} = {\rm const}$). При этом двигатель будет одинаково использован на обеих скоростях, если при переключении обмотки статора, как следует из (20-9), индукция B_{δ} сохранится неизменной. При работе двигателя с одинаковой мощностью нагрузки ($P_2 \approx P_{\rm BM} = {\rm const}$) при переходе с p_1 на p_{11} нужно на основании (20-10) индукцию B_{δ} изменять пропорционально числу полюсов обмотки.

Какие же возможности сохранения или изменения индукции B_{δ} имеются при переключении обмотки статора с одного числа полюсов на другое? Из выражения $U_1 \approx E_1 = c_5 \frac{B_{\delta} w_1 k_{o 61}}{p}$, где постоянная $c_5 = 4,44 f_1 D l'$,

находим:

$$B_{\delta} = \frac{U_1 p}{c_5 w_1 k_{061}} \,. \tag{20-11}$$

Из полученного выражения видно, что изменение B_{δ} при переключении обмотки на различные числа пар полюсов р может быть осуществлено: а) изменением схемы сопряжения фазных обмоток ($\Upsilon \bowtie \triangle$), что приводит к изменению фазного напряжения U_1 в $\sqrt{3}$ раз; б) изменением числа параллельных ветвей (a) обмотки, что позволяет изменить $w_1 = w_{1\phi}/a$, где $w_{1\phi}$ — полное число витков фазной обмотки, остающееся при переключениях неизменным; в) подбором шага секций обмотки, влияющих на k_{061} , который несколько меняется при переходе с одного р на другое.

Пусть, например, двигатель должен иметь одинаковое использование при двух значениях чисел пар полюсов p_1 и p_{11} и одинаковом моменте на валу (M_2 = const). При этом, согласно (20-9), необходимо иметь:

$$B_{\delta I} = B_{\delta II}$$

или, учитывая (20-11):

$$\left(\frac{U_{1}}{w_{1}k_{0\bar{0}1}}\right)_{I} \left(\frac{w_{1}k_{0\bar{0}1}}{U_{1}}\right)_{II} = \frac{P_{II}}{P_{I}} .$$
(20-12)

Здесь и далее индексами I и II отмечены величины, относящиеся к схемам обмотки статора с числом пар полюсов, соответственно равным *p*₁ и *p*₁₁.

Для случая $p_{II}/p_I = 2$ условие (20-12) можно выполнить, сохраняя схему сопряжения фазных обмоток ($U_{1I} = U_{1II}$) и изменяя w_1k_{o51} в два раза: на низшей скорости ($p = p_{II}$) обмотка соединена последовательно, а на высшей ($p = p_I$) — в две параллельные ветви.



Рис. 20-3. Принципиальные схемы переключения полюсов обмотки статора и механические характеристики двигателей, работающих при постоянстве мощности (а) и момента (б).

Если желательно иметь двигатель одинаково использованным при раз личных значениях p_1 и p_{11} в условиях $P_2 = \text{const}$, то в соответствии (20-10) и (20-11) необходимо обеспечить выполнение условия

$$\left(\frac{U_1}{w_1k_{061}}\right)_{\mathrm{I}} = \left(\frac{U_1}{w_1k_{061}}\right)_{\mathrm{II}},$$

что возможно, если сопряжение фазных обмоток и число параллельных ветвей обмотки остаются при переключении без изменения.

На рис. 20-3 приведены принципиальные схемы обмоток статора и ме ханические характеристики асинхронного двигателя для случая $p_{11}/p_1 = 2$.

4

АСИНХРОННАЯ МАШИНА В ОСОБЫХ РЕЖИМАХ

§ 21-1. Асинхронная машина в качестве фазорегулятора

Асинхронная машина с неподвижным фазным ротором может быть использована в качестве фазорегулятора. На рис. 21-1 приведена схема включения обмоток машины: первичные фазные обмотки включены на сеть с напряжением $\dot{U_1}$; приемник, напряжение на котором $\dot{U_2}$ нужно регулировать по фазе, подключается к зажимам вторичной обмотки.

Пренебрежем для простоты падениями напряжения в обмотках $\dot{I}_1(r_1 + jx_{s1})$ и $\dot{I}_2(r_2 + jx_{s2});$ тогда напряжения на зажимах обмоток будут равны э. д. с., индуктированным в обмотках результирующим магнитным полем в воздушном зазоре машины:

$$\dot{U}_1 \approx \dot{E}_1; \quad \dot{U}_2 \approx \dot{E}_2.$$
 (21-1)

Величины э. д. с. [см. (15-1)] связаны соотношением

$$E_2 = \frac{E_1}{k_e}.$$

Временна́я фаза э. д. с. одинакова, если магнитные оси обмоток на статоре и роторе совпадают. В общем случае, когда ось обмотки ротора сдвинута относительно оси обмотки статора на угол α в направлении вращения цоля, э. д. с. $\vec{E_2}$ по фазе отстает от э. д. с. $\vec{E_1}$ на угол α :

$$\dot{E}_2 = \frac{\dot{E}_1 \varepsilon^{-j\alpha}}{k_e} ,$$

$$\dot{U}_2 \approx \frac{\dot{U}_1 \varepsilon^{-j\alpha}}{k_e} . \qquad (21-2)$$

и в силу (21-1):

При перемещении обмотки ротора относительно обмотки статора в направлении, противоположном вращению поля машины, в (21-2) следует считать $\alpha < 0$.

Выражение (21-2) показывает, что изменением величины угла α можно регулировать фазу вторичного напряжения. Для плавного поворота ротора машины последний снабжается дополнительным конструктивным узлом — червячной передачей.

§ 21-2. Асинхронная машина в качестве регулятора напряжения

Асинхронная машина с заторможенным, плавно поворачивающимся ротором применяется в качестве регулятора напряжения. Такую машину называют и н д у к ционным регулятором.

В отличие от фазорегулятора, являющегося по существу трансформатором с поворотными обмотками, индукционный регулятор представляет собой поворотный автотрансформатор. Схема включения его обмоток показана на рис. 21-2, а. В соответствии





Рис. 21-1. Схема включения обмоток асинхронной машины, используемой в качестве фазорегулятора.

Рис. 21-2. Схема включения обмоток (a) и векторна: диаграмма напряжений (б) асинхронной машины используемой в качестве регулятора напряжения

1 — статор; 2 — ротор.

с терминологией для автотрансформаторов (гл. 11) одна из обмоток является общей а другая — последовательной. В качестве первой удобно выбрать обмотку ротора, вы веденную на контактные кольца, так как для общей обмотки доступными должны быт только три конца, к которым подводится первичное напряжение U_1 . Последовательно обмоткой в автотрансформаторной схеме служит обмотка статора машины.

Вторичное напряжение U_2 , приложенное к нагрузке индукционного регулятора равно

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_0 + \dot{U}_c = \dot{U}_1 + \dot{E}_c - \dot{I}_c Z_c \approx \dot{E}_0 + \dot{E}_c,$$
 (21-3)

где $\dot{U}_{\rm p}$, $\dot{U}_{\rm c}$ — напряжения на зажимах обмоток ротора и статора; $\dot{E}_{\rm o}$, $\dot{E}_{\rm c}$ — э. д. с. индуктируемые в этих же обмотках результирующим полем в зазоре машины; $\dot{I}_{\rm c}$ — тон обмотки статора, являющийся одновременно током нагрузки регулятора; $Z_{\rm c}$ — сопро тивление обмотки статора.

Пусть магнитная ось обмотки ротора повернута относительно магнитной оси об мотки статора на угол α в направлении вращения магнитного поля машины. В этом слу чае э. д. с. $\dot{E}_{\rm p}$ будет отставать от э. д. с. $\dot{E}_{\rm c}$ по фазе на угол α . Векторная диаграмма соответствующая уравнению (21-3), при совмещении на ней временных осей *a*, *b*, обмоток статора и ротора, примет вид, представленный на рис. 21-2, *б*. Из этой диаграм мы видно, что при $\alpha = 0$ вторичное напряжение имеет максимальное значение $U_{2{\rm Makc}} =$ $= E_{\rm p} + E_{\rm c}$, а при $\alpha = 180^{\circ}$ — минимальное значение $U_{2{\rm MuH}} = E_{\rm p} - E_{\rm c}$. При измене нии угла α , достигаемом поворотом ротора машины, конец вектора \dot{U}_2 на диаграмма описывает окружность.

Если в асинхронной машине коэффициент трансформации по напряжению $k_e = 1$, $(E_p = E_c)$, то подобный индукционный регулятор позволяет изменять вторичное на пряжение в пределах $0 - 2U_1$.

На рис. 21-2, б видно, что при регулировании величины вторичного напряжения одновременно изменяется его фаза.

В тех случаях, когда при регулировании напряжения требуется сохранять неизменной его фазу, применяют либо сдвоенные индукционные регуляторы, либо регулягоры, у которых обмотки статора и ротора соединены в общий треугольник. В сдвоенном регуляторе обмотки статора двух индукционных регуляторов соединяются послецовательно, а обмотки ротора — параллельно. Поэтому $\dot{U}_2 \approx \dot{E}_D + \dot{E}_{c1} + \dot{E}_{c2}$, где \vec{E}_{c1} , \vec{E}_{c2} — э. д. с. в обмотках статоров машин.

 $\vec{E}_{c1}, \vec{E}_{c2} \to 3.$ д. с. в обмотках статоров машин. При $\alpha = 0$ напряжение $U_2 \approx E_0 + E_{c1} + E_{c2}$. Роторы машин находятся на одном валу. Поэтому, для того чтобы при повороте вала сумма $\vec{E}_{c1} + \vec{E}_{c2}$ при любых α совпадала по фазе с вектором \vec{E}_{p} . поля в машинах должны вращаться в противоположных направлениях (последовательность фаз в машинах различна).

На рис. 21-3 приведена схема включения обмоток статора и ротора в общий треугольник. Она обеспечивает практическое постоянство фазы напряжения \dot{U}_2 только при $k_e = 1,0.$

Отметим, что если в схеме рис. 21-2 подвести напряжение \tilde{U}_1 к выходным зажимам обмотки статора, то асинхронная машина превращается в индукционную катушку с регулируемыми параметрами.

§ 21-3. Режим двойного питания

В режиме двойного питания напряжение подводится к обеим системам обмоток асинхронной машины — на статоре и роторе (рис. 21-4). Для этого машина должна иметь фазный ротор. Напряжение, подводимое к обмоткам ротора, в общем случае имеет частоту $f_2 = f_1s$, не равную частоте статора f_1 . При этом если частота f_2 не задана, а зависит от режима нагрузки машины, то последняя является по существу асинхронной мащиной. Если же частота f_2 задана и остается при изменении нагрузки постоянной, то машина по своим электромагнитным свойствам становится синхронной.



Рис. 21-3. Схема включения обмоток асинхронной машины в общий треугольник. 1 — статор; 2 — ротор.



Рис. 21-4. Схема включения обмоток асинхронной машины в режиме двойного питания.

Асинхронная машина работает в режиме двойного питания в различного рода ка скадных установках, а также при установке в машине коллектора с вспомогательным обмотками (коллекторные асинхронные машины).

Синхронный режим двойного питания применяется редко ввиду склонност машины к самопроизвольным колебаниям. Вместе с тем характеристики электроман нитного процесса при двойном питании являются обобщенными характеристикам машины переменного тока с симметричными обмотками на статоре и роторе.

Рассмотрим установившийся режим работы машины с двойным питанием (рис. 21-4 пренебрегая потерями в сердечниках статора и ротора. Пусть U_1 , U_2' обозначают напря жения, подведенные к обмоткам статора и ротора (напряжение на роторе и другие вели чины, относящиеся к ротору, будем считать приведенными к обмотке статора, см. § 15-4) Уравнения напряжения обмоток машины имеют вил:

 $\dot{U}_{1} = j \left(\dot{I}_{1} + \dot{I}_{2} \right) x_{\mu} + j \dot{I}_{1} x_{s1} + \dot{I}_{1} r_{1}, \qquad (21-4)$

$$\dot{U}_{2}' = j (\dot{I}_{1} + \dot{I}_{2}') s x_{\mu} + j \dot{I}_{2}' s x_{s2}' + I_{2}' \dot{r}_{2}', \qquad (21-2)$$

где x_{μ} — сопротивление, соответствующее потоку взаимной индукции между обмот ками статора и ротора; $s = f_2/f_1$; \dot{I}_1 , \dot{I}_2 — токи статора и ротора; x_{s1} , x_{s_2} , r_1 , r_2 — ин дуктивные сопротивления рассеяния и активные сопротивления обмоток статора и ротора.

Обозначая полные индуктивные сопротивления обмоток $x_1 = x_{\mu} + x_{s1}$, $x_2 = x_{\mu} + x_{s2}$, перепишем уравнения (21-4), (21-5) в виде:

$$\dot{U}_{1} = \dot{I}_{1} (r_{1} + jx_{1}) + j\dot{I}_{2} x_{\mu}, \qquad (21-t)$$

$$\frac{U'_{2}}{s} = i\dot{I}_{1}x_{\mu} + \dot{I}'_{2}\left(\frac{r_{2}}{s} + ix'_{2}\right).$$
(21-7)

Токи обмоток из (21-6), (21-7) равны:

$$\dot{I}_{1} = \frac{\dot{U}_{1}\left(\frac{r_{2}}{s} + jx_{2}'\right) - j\frac{U_{2}}{s}x_{u}}{(r_{1} + jx_{1})\left(\frac{r_{2}}{s} + jx_{2}'\right) + x_{\mu}^{2}},$$
(21-8)

$$\dot{I}'_{2} = \frac{-j\dot{U}_{1}x_{\mu} + \frac{U'_{2}}{s}(r_{1} + jx_{1})}{(r_{1} + jx_{1})\left(\frac{r'_{2}}{s} + jx'_{2}\right) + x^{2}_{\mu}}.$$
(21-8)

Один из комплексов в приведенных уравнениях можно произвольно располагат на комплексной плоскости. Совместим с осью +1 комплекс \dot{U}_1 , т. е. положим $\dot{U}_1 = U_1$ Комплекс напряжения \dot{U}_2 будем определять углом δ между \dot{U}_1 и \dot{U}_2 , т. е. примем $\dot{U}_2 = U_2 \varepsilon^j \delta$; тогда активная (I_{1a}) и реактивная (I_{1r}) составляющие тока статора с учето (21-8), (21-9) равны:

$$I_{1a} = \operatorname{Re}\left(\dot{I}_{1}\right) = \frac{A_{1}\left(U_{1}\frac{\dot{r}_{2}}{s} + \frac{U_{2}}{s}x_{\mu}\sin\delta\right) + B_{1}\left(U_{1}x_{2}^{\prime} - \frac{U_{2}^{\prime}}{s}x_{\mu}\cos\delta\right)}{A_{1}^{2} + B_{1}^{2}}, \quad (21-1)$$

$$I_{1r} = \operatorname{Jm}(I_1) = \frac{A_1 \left(U_1 x_2' - \frac{U_2'}{s} x_\mu \cos \delta \right) - B_1 \left(U_1 \frac{r_2'}{s} + \frac{U_2'}{s} x_\mu \sin \delta \right)}{A_1^2 + B_1^2}, \quad (21-12)$$

дe

$$A_1 = \frac{r_1 r_2}{s} - x_1 x_2' + x_{\mu}^2; \quad B_1 = \frac{x_1 r_2}{s} + x_2' r_1.$$

Активная (I'_{2a}) и реактивная (I'_{2r}) составляющие тока ротора I'_2 по отношению с вектору напряжения U'_2 , принимая во внимание сдвиг вектора U'_2 на угол δ относичельно оси «+1» комплексной плоскости, в общем виде равны:

$$\begin{split} I'_{2a} &= [\operatorname{Re}(\dot{I}'_{2})] \cos \delta + [\operatorname{Im}(\dot{I}'_{2})] \sin \delta, \\ I'_{2r} &= - [\operatorname{Re}(\dot{I}'_{2})] \sin \delta + [\operatorname{Im}(\dot{I}'_{2})] \cos \delta. \end{split}$$

Как видно из приведенных выражений, положительными приняты: активная созтавляющая тока, совпадающая с вектором напряжения, и реактивная составляющая, упреждающая напряжение на угол 90°.

Активная и реактивная мощности вычисляются по соответствующим составляюцим тока. Например, на зажимах обмотки статора

$$P_1 = m_1 U_1 I_{1a}, \quad Q = m_1 U_1 I_{1r},$$

где m₁ — число фаз цепи статора.

Характер изменения тока и мощности машины при изменении нагрузки удобно проследить с помощью геометрического места, описываемого концом вектора тока при различных значениях скольжения *s* и угла δ. Покажем это на примере тока статора I_1 . В асинхронном режиме при отсутствии специального регулирования угол б

остается постоянным, а изменение нагрузки связано с изменением скольжения з.

Выражение (21-8) можно записать в общем виде:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{A} + \dot{B}s}{\dot{C} + \dot{D}s}, \qquad (21-12)$$

где комплексы \dot{A} , \dot{B} , \dot{C} и \dot{D} скольжения *s* не содержат.

Нетрудно показать, что выражение (21-12) может быть приведено к виду:

$$\dot{I}_1 = \dot{M} + \dot{R}\varepsilon^{j}\varphi_{ia}, \qquad (21-13)$$

где

$$\dot{M} = \frac{\dot{A}\overset{*}{D} - \dot{B}\overset{*}{C}}{\dot{C}\overset{*}{D} - \overset{*}{C}\overset{*}{D}}, \quad \dot{R} = \frac{\dot{B}\dot{C} - \dot{A}\dot{D}}{\dot{C}\overset{*}{D} - \overset{*}{C}\overset{*}{D}}, \quad \varphi_{ia} = 2 \arctan \frac{\operatorname{Im} \left(\overset{*}{C} + \overset{*}{D}s\right)}{\operatorname{Re} \left(\overset{*}{C} + \overset{*}{D}s\right)}.$$

Выражение (21-13) является уравнением окружности. Положение центра (\dot{M}) и раднус окружности (\dot{R}) зависят от напряжений U_1 , U'_2 , угла сдвига δ между \dot{U}_1 и $\dot{U'_2}$ и от параметров машины. Положение же вектора \dot{R} определяется углом ϕ_{ia} , т. е. зависит от скольжения.

При пренебрежении активным сопротивлением статора ($r_1 = 0$)

$$\dot{A} = U_1 r_2 + U_2' x_{\mu} \sin \delta - j U_2' x_{\mu} \cos \delta; \quad \dot{B} = j U_1 x_{2'}'$$
$$\dot{C} = j r_2 x_1, \quad \dot{D} = -(x_1 x_2' - x_{\mu}^2).$$

Для этого случая

$$\begin{split} \dot{M} &= -U_{2}' \frac{x_{\mu} \cos \delta}{2r_{2}'x_{1}} - j \left[U_{2}' \frac{x_{\mu} \sin \delta}{2r_{2}'x_{1}} + U_{1} \frac{(2x_{1}x_{2}' - x_{\mu}^{2})}{2x_{1}(x_{1}x_{2}' - x_{\mu}^{2})} \right], \\ \dot{R} &= U_{2}' \frac{x_{\mu} \cos \delta}{2r_{2}'x_{1}} + j \left[U_{2}' \frac{x_{\mu} \sin \delta}{2r_{2}'x_{1}} - U_{1} \frac{x_{\mu}^{2}}{2x_{1}(x_{1}x_{2}' - x_{\mu}^{2})} \right], \\ \phi_{ia} &= 2 \operatorname{arctg} \frac{r_{2}x_{1}}{s(x_{1}x_{2}' - x_{\mu}^{2})} = 2 \operatorname{arctg} \frac{r_{2}'}{sx_{R}}, \end{split}$$

где x_к — индуктивное сопротивление короткого замыкания.

На рис. 21-5, а приведено геометрическое место вектора I_1 при $U'_2 = 0$ (обычни асинхровный двигатель) и при $U'_2 \neq 0$ (режим двойного питания). Построение прои ведено по (21-13) для случая $r_1 = 0$.

В синхронном режиме двойного питания скольжение $s = f_2/f_1$ остается величино постоянной, а изменение нагрузки связано с изменением угла δ , обусловленным раличным положением ротора относительно некоторой оси, вращающейся с постоянно скоростью ротора. Для рассматриваемого режима ток I_1 в (21-8) удобно представи в виде:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{11} + \dot{I}_{12}, \tag{21-1}$$

где ток $\dot{I_{11}}$ является током обычной короткозамкнутой асинхронной машины ($U_2'=0$



Рис. 21-5. Геометрическое место вектора тока \dot{I}_1 в асинхронном (*a*) и синхронном (*a*) режимах.

а ток I_{12} обусловлен напряжением ротора U'_2 :

$$\dot{I}_{11} = \frac{\dot{U}_1 \left(\frac{r_2}{s} + jx_2'\right)}{(r_1 + jx_1) \left(\frac{r_2}{s} + jx_2'\right) + x_{\mu}^2},$$
(21-15)

$$\dot{I}_{12} = -j \frac{\dot{U}_{2}}{s} \cdot \frac{x_{\mu}}{(r_{1} + jx_{1})\left(\frac{r_{2}}{s} + jx_{2}'\right) + x_{\mu}^{2}}.$$
(21-16)

Ограничимся случаем, когда можно положить $r_1 = 0$. Ток I_{11} определяется выражением (21-12), если в нем положить $U'_2 = 0$, т. е. его геометрическое место при различных значениях *s* представляет окружность с параметрами

$$\dot{M} = -jU_1 \frac{2x_1x_2' - x_{\mu}^2}{2x_1(x_1x_2' - x_{\mu}^2)}, \quad \dot{R} = -jU_1 \frac{x_{\mu}^2}{2x_1(x_1x_2' - x_{\mu}^2)}, \quad \phi_{ia} = 2 \operatorname{arctg} \frac{r_2'}{sx_{\mu}}.$$

Вектор тока I_{12} своим концом также описывает окружность. Действительно, из (21-16)

$$\dot{I}_{12} = \dot{R}_{12} \varepsilon^{j\delta},$$

сде \dot{R}_{12} — при заданном *s* постоянный комплекс, равный при $r_1 = 0$

$$\begin{split} \dot{R}_{12} &= jU_{2}' \frac{x_{\mu}}{s\left(x_{1}x_{2}' - x_{\mu}^{2}\right) - jr_{2}'x_{1}} = \frac{U_{2}x_{\mu}}{\sqrt{\left[s\left(x_{1}x_{2}' - x_{\mu}^{2}\right)\right]^{2} + \left(r_{2}'x_{1}\right)^{2}}} \varepsilon^{j\left(90^{\circ} + \varphi_{ic}\right)'} \\ \varphi_{ic} &= \arctan \frac{r_{2}'x_{1}}{s\left(x_{1}x_{2}' - x_{\mu}^{2}\right)} = 0.5\varphi_{ia}. \end{split}$$

На рис. 21-5, б показано геометрическое место вектора I_1 для синхронного режима двойного цитания (s = 0 и 0,03), построенное по (21-14) при $r_1 = 0$.

Из рис. 21-5 видно, что двойное питание машины существенно изменяет соотношение между активной и реактивной мощностями по сравнению со случаем $U'_{2} = 0$.

Отметим, что при s = 0 и $U'_2 \neq 0$ режим двойного питания соответствует режиму работы нормальной неявнополюсной синхронной машины, возбуждаемой постоянным током.

Электромагнитный момент машины в режиме двойного питания может быть найден с помощью общих выражений (5-19), (5-45). Электромагнитная мощность обмотки статора с учетом (21-4) равна

$$P_{\rm PM} = m_1 {\rm Re} \left[j x_{\mu} \left(\dot{I}_1 + \dot{I}_2 \right) \ddot{I}_1 \right] = m_1 {\rm Re} \left(j x_{\mu} \dot{I}_2 \ddot{I}_1 \right).$$

В относительных единицах [см. (16-54)]

$$M_{\rm PM} = P_{\rm PM} = \operatorname{Re} \left(j x_{\mu} \dot{I}_2^{\dagger} \ddot{I}_1 \right). \tag{21-17}$$

Подставляя относительные значения токов $\vec{I_2}$, $\vec{I_1}$, получаемые из (21-8), (21-9), найдем после несложных преобразований:

$$M_{\Im M} = \frac{1}{c^2 + d^2} \left[\frac{U_1^s r_3'}{s} - \frac{U_2'^2 r_1}{s^2} + \sqrt{c_1^2 + d_1^2} \frac{U_1 U_2'}{s} \sin(\delta + a_M) \right], \qquad (21-18)$$



Рис. 21-6. Электромагнитный момент машины двойного питания в асинхронном (а) и синхронном (б) режимах.

$$U_1 = 1,0; \ U_2 = 0,02; \ r_2 = 0,01; \ x_{\mu} = 2,5; \ x_1 = x_2' = 2,6,$$

где

$$\begin{split} c &= \frac{1}{x_{\mu}} \left(r_{1} x_{2}^{'} + \frac{r_{2}^{'}}{s} x_{1} \right); \quad d = \frac{1}{x_{\mu}} \left(x_{1} x_{2}^{'} - x_{\mu}^{2} - \frac{r_{1} r_{2}^{'}}{s} \right); \\ c_{1} &= \frac{1}{x_{\mu}} \left(r_{1} x_{2}^{'} - \frac{r_{2}^{'}}{s} x_{1} \right); \quad d_{1} = \frac{1}{x_{\mu}} \left(x_{1} x_{2}^{'} - x_{\mu}^{2} + \frac{r_{1} r_{2}^{'}}{s} \right); \\ \alpha_{M} &= \operatorname{arctg} \frac{c_{1}}{d_{1}}. \end{split}$$

Как видно из (21-18), электромагнитный момент машины в режиме двойного питания состоит из трех составляющих. Первая из них обусловлена напряжением статора U_1 и представляет асинхронный момент, изученный в § 16-3. Вторая составляющая, пропорциональная $U_2'^2$, также дает асинхронный момент при условии, что вторичной короткозамкнутой обмоткой является обмотка статора. Поскольку обмотка ротора, к которой приложено напряжение U'_3 , вращается, эта составляющая момента имеет . отрицательный знак. И, наконец, третья составляющая момента обусловлена одновременным действием напряжений статора и ротора; это — синхронный момент, создаваемый независимыми полями статора и ротора.

На рис. 21-6 показаны зависимости $M_{\partial M} = f(s)$ для асинхронного режима машины ($\delta = \text{const}$) и $M_{\partial M} = f(\delta)$ для синхронного режима (s = const) в предположении, что $r_1 = 0$.

′ РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

-

Синхронные машины — это, в первую очередь, генераторы электрической энергии. В мощных энергетических системах они имеют весьма значительную мощность, и поэтому их поведение оказывает существенное влияние на режим работы системы в целом. Важным свойством синхронной машины является ее способность генерировать реактивную мощность. Данное свойство реализуется не только в генераторах и двигателях, но и в специально используемых для этой цели машинах — компенсаторах, строящихся на значительную реактивную мощность. Таким образом, синхронная машина оказывается ответственным элементом электрической системы, и ее изучение приобрело большую практическую значимость. Из сказанного также следует, что рабочие свойства синхронной машины необходимо анализировать в общем случае с учетом электрической сети. В этом разделе книги синхронная машина рассматривается в условиях симметрии фазных целей и при установившемся режиме работы.

Общие сведения о синхронной машине можно найти в гл. 22 (стр. 353). Наиболее важные теоретические положения - уравнения машины и выражения угловых характеристик активной и реактивной мощностей — изложены в гл. 23 и 24 (стр. 368, 395). Рабочие свойства генераторов для наиболее типичных схем их включения рассмотрены в гл. 25 (стр. 411). Здесь следует обратить внимание на работу генератора парадлельно с сетью, когда появляется возможность регулирования реактивной мошности и возникает понятие устойчивости. Анализ рабочих свойств двигателей и компенсаторов дан в гл. 26 (стр. 439). Одним из необходимых эксплуатационных режимов является процесс синхронизации машин, которому посвящена гл. 27 (стр. 455). Для расчета режимов синхронной машины и электрической сети в целом необходимо знание параметров машины. В гл. 28 (стр. 474) дается краткая характеристика экспериментальных методов определения параметров, относящихся к установившемуся режиму работы машины. В гл. 29 (стр. 485) описаны системы возбуждения машин, от свойств которых в значительной степени зависят эксплуатационные характеристики мощных синхронных машин. Для понимания условий эксплуатации машин полезной является гл. 30 (стр. 495), в которой затрагивается проблема их охлаждения. Гл. 31 (стр. 508) содержит описание некоторых специальных машин, представляющих интерес для энергетиков.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

§ 22-1. Основные определения и типы синхронных машин

Синхронной машиной называют такую машину переменного тока, скорость вращения которой в установившемся режиме n_1 находится в строгом соответствии с частотой в обмотке якоря f_1 :

$$n_1 = \frac{60f_1}{p}$$
. (22-1)

Таким образом, при заданной частоте в обмотке якоря скорость вращения синхронной машины остается постоянной и не зависит от величины нагрузки машины.

Приведенное определение синхронной машины предполагает, что магнитное поле возбуждения в ней создается с помощью постоянного тока (§ 1-4, в). Синхронная машина, работающая при отсутствии тока возбуждения, называется реактивной синхронной машиной.

Наиболее важная область применения синхронной машины — это производство электрической энергии. В подавляющем числе случаев в качестве электрического генератора используется синхронная машина.

В качестве двигателя синхронная машина имеет меньшее распространение. Синхронные двигатели в основном применяются для установок, не требующих регулирования скорости, и в тех случаях, когда мощность рабочего механизма не слишком мала (50—100 квт и более). В схемах автоматики нашли широкое применение синхронные микродвигатели специального назначения мощностью от долей ватта до нескольких десятков ватт. За последнее время наметилась тенденция замены мощных асинхронных двигателей синхронными двигателями, и область применения последних постепенно расширяется.

Независимо от того, работает ли синхронная машина генератором или двигателем, она может служить источником реактивной мощности. Соотношение между номинальными величинами активной и реактивной мощностей определяется в синхронной машине технико-экономическими соображениями. В ряде случаев целесообразно иметь синхронную машину, предназначенную исключительно для выработки реактивной мощности. Подобная машина называется с и н х р о н н ы м к о м п е н с а т о р о м.

Нормальная форма исполнения синхронной машины характеризуется тем, что ее неподвижная часть — статор — выполняет функции якоря, а с помощью вращающейся части — ротора — создается магнитное поле возбуждения. Такое распределение электромагнитных функций между статором и ротором принято в подавляющем числе синхронных машин. Оно обусловлено главным образом конструктивными соображениями. Так, для машин большой мощности, работающих при значительном напряжении обмотки якоря (до 15-20 кв), весьма затруднительно осуществить надежное контактное устройство в случае, если якорь выполнить вращающимся. Синхронная машина нормальной формы исполнения имеет контактное устройство на роторе, предназначенное для соединения обмотки возбуждения с источником постоянного тока — возбудителем. Напряжение, подводимое к обмотке возбуждения, обычно не превосходит 300-400 в, а мощность, потребляемая ею, составляет всего 0,25-2,5% от номинальной мощности синхронной машины. Поэтому указанное контактное устройство вполне осуществимо.

Синхронные машины небольшой мощности (1—10 квт) иногда имеют обращенное исполнение (якорь — ротор).

Скорость вращения синхронных машин, как это следует из (22-1), зависит от числа полюсов в ней, поскольку частота сети переменного тока, на которую включается обмотка якоря, является заданной и представляет постоянную величину.

В табл. 22-1 приведены некоторые из возможных значений скорости синхронных машин при частоте $f_1 = 50 \ eq$.

Таблица 22-1

р	1	2	3	4	5	6	12	24	48
п 1, об/мин	3000	1500	1000	750	600	500	250	125	62,5

Синхронная скорость для различных чисел пар полюсов машины

В зависимости от скорости вращения синхронные машины имеют два типа исполнения: я в нополюсный (при $p \ge 2$) и неявнополюсный ($p \le 2$). Их характеристика дана в § 1-3 и 22-2.

В качестве первичных двигателей, вращающих синхронные генераторы, применяются обычно гидравлические и паровые турбины и дизельные двигатели. Синхронные генераторы, работающие с ними в агрегате, соответственно называют гидро-и турбогенераторами и дизельны ми генераторами. В качестве первичных двигателей для турбогенераторов используются также газовые турбины. Скорость вращения гидравлических турбин определяется напором воды, а последний зависит от уклона русла реки, на которой строится гидроэлектростанция. Поэтому на электростанциях, расположенных на равнинных реках с малым уклоном русла, гидравлические турбины имеют низкую скорость вращения (60—90 об/мин), и гидрогенераторы, предназначенные для таких электростанций, имеют большое число полюсов. Гидрогенераторы, работающие на станциях, которые построены на горных реках, изготовляются на повышенную скорость (100—150 об/мин и более) и имеют меньшее число полюсов. Все гидрогенераторы выполняются в виде машин явнополюсного типа.

Паровые турбины, напротив, имеют большую скорость вращения. Отечественные турбогенераторы, например, строятся только на скорость $n_1 = 3000 \text{ об/мин}$, т. е. имеют всего два полюса (p = 1), и выполняются поэтому в виде неявнополюсных машин.

Максимальное значение номинальной мощности гидро- и турбогенераторов за последние годы непрерывно увеличивается. В настоящее время производством освоена мощность таких машин 220—300 *Мет* и выпущены первые машины с номинальной мощностью 500 *Мет*.

Синхронные двигатели строятся на различные скорости вращения, обычно в пределах 100—3000 об/мин (за исключением специальных машин и микродвигателей, имеющих бо́льший диапазон скоростей), и различные номинальные мощности, доходящие до десятков тысяч киловатт.

Синхронные компенсаторы изготовляются чаще в виде явнополюсных машин ($n_1 = 750 \ of/muh$) с максимальной мощностью $75-400 \ Mea$.

Помимо нормального, гидрогенераторы имеют также и специальное исполнение. При установке гидроагрегата непосредственно в потоке реки применяются так называемые капсульные гидрогенераторы, заключенные внутрь водонепроницаемой капсулы. Мощность капсульных гидрогенераторов в настоящее время достигает нескольких десятков тысяч киловатт.

На специальных гидроэлектростанциях, покрывающих пиковые нагрузки в энергосистеме, синхронная машина работает генератором в часы максимума нагрузки и двигателем в остальное время, перекачивая с помощью гидротурбины, которая теперь становится насосом, воду в водохранилище и создавая необходимый запас ее для последующей работы электростанции в период максимума нагрузки в энергосистеме. Подобные агрегаты называются о б р а т и м ы м и. Для них характерна различная скорость вращения в режимах электрического генератора и двигателя, необходимая для обеспечения высокого к. п. д. гидравлической машины и получаемая путем изменения числа полюсов в синхронной машине. Наибольшая мощность, на которую построены обратимые синхронные машины, составляет около 160 *Мет.* Ведутся разработки высоковольтного гидрогенератора с рабочим напряжением порядка 100—200 кв, при котором синхронный генератор сможет непосредственно работать на линию электропередачи без повышающего трансформатора, необходимого при обычных напряжениях генератора, равных 10—20 кв.

Следует указать и на синхронные машины специального назначения, выпускаемые промышленностью: и м п у льсные (ударные) генераторы для испытания высоковольтных аппаратов; машины с постоянными магнитами; генераторы повышенной частоты (400—2000 ги); бесконтактные машины, имеющие все обмотки неподвижными; микромашины различных видов, предназначенные для устройств автоматики. Некоторые из перечисленных машин специального назначения рассмотрены в гл. 34.

§ 22-2. Основные элементы конструкции синхронных машин

Принципиальное устройство синхронных машин описано в § 1-4. Поскольку различные виды синхронных машин общего назначения в конструктивном отношении могут заметно различаться, здесь элементы их конструкции рассматриваются более детально. Особенно существенна разница в конструкциях роторов явно- и неявнополюсных машин. Поэтому целесообразно дать раздельное описание конструкций в зависимости от общего назначения машины.

а) ТУРБОГЕНЕРАТОРЫ

Эти генераторы выполняются с горизонтальным валом. Самой напряженной частью турбогенератора в отношении механических и тепловых нагрузок является ротор. Он изготовляется из поковки специальной стали, обладающей высокими магнитными и механическими свойствами (предел текучести примерно 55—65 к $\Gamma/мм^2$). Вследствие значительной скорости вращения ($n_1 = 3000 \ of/мин$) величина диаметра ротора ограничена по соображениям механической прочности: при современном уровне развития металлургии она составляет около 1,1—1,2 м (скорость на поверхности ротора при этом 170—190 м/сек).

Длина активной части ротора также имеет предельное значение, равное 6-6,5 *м* и определяемое возможностями металлургической промышленности (максимальный вес поковок 55-60 *m*) и условиями транспортировки по железной дороге. Отношение активной длины к полюсному делению l/τ в турбогенераторах находится в пределах 1,3-3,8.

В активной части ротора, по которой проходит основной магнитный поток, фрезеруются пазы, заполняемые катушками обмотки возбуждения.


Рис. 22-1. Поперечный разрез турбогенератора мощностью 30 000 квт с водородным охлаждением.

 обмотка статора; 2 — обмотка возбуждения; 3 — большой зуб ротора; 4 — выводы обмотки статора; 5 — подшинчик; 6 — газоохладитель.

Последние укладываются в пазы, симметрично расположенные относительно большого зуба (рис. 22-1), не занятого обмоткой возбуждения и являющегося центральной частью полюса ротора. Таким образом, катушки, образующие обмотку возбуждения, имеют различную ширину. Сами они состоят из некоторого числа последовательно включенных витков. Конструкция катушек зависит от системы охлаждения обмотки возбуждения и более подробно рассматривается в § 30-4. Обмотка ротора обычно изготовляется из меди с присадкой серебра. Изоляция обмотки ротора относится к классу В (максимально допустимая температура обмотки 120—130° С).

В пазовой части обмотка возбуждения закрепляется с помощые клипьев. Для уменьшения механических напряжений в основании зубцов ротора клинья выполняются из легкого, но прочного материала - дюр алюминия. Только у машин с относительно небольшим зазором между статором и ротором клин делается составным — из магнитного и немаг нитного материалов, что уменьшает добавочные потери в турбогенерато рах. От смещения под действием центробежных сил добовая часть обмотки возбуждения удерживается посредством бандажа, представляющего мас сивный цилиндр, насаженный у края на специальное (центрирующее кольцо (рис. 22-2). С другого края бандаж либо посажен на тело ротора либо не закреплен (отставленный бандаж). Бандажи являются наиболе напряженными в механическом отношении частями ротора. Они обычно выполняются из немагнитной высокопрочной стали (предел текучести 80-95 кГ/мм²). Применение немагнитной стали позволяет уменьшить добавоч ные потери от полей лобового рассеяния машины.

По обеим сторонам ротора на его валу устанавливаются вентиляторь (чаще всего пропеллерного типа), обеспечивающие циркуляцию охлаждаю щего газа в машине.

На валу ротора со стороны возбудителя размещаются стальные кон тактные кольца. Токоподводы от обмотки возбуждения к контактным кольцам проходят через канал вдоль оси ротора, называемый цент ральным отверстием. В генераторах весьма большой мощно сти охлаждение контактных колец представляет собой серьезную задачу

Ротор вращается в подшипниках скольжения, расположенных либо на отдельных стойках (вы носные подшипники), либо в торцевых щита: статора (встроенные подшипники). Последняя конструкция пред почтительна для машин со значительной активной длиной ротора, у кото рых рабочая скорость может оказаться вблизи так называемой критиче ской скорости, сопровождаемой недопустимыми вибрациями ротора Машина с встроенными подшипниками обладает меньшим расстоянием между опорами ротора и поэтому при заданной величине критической ско рости допускает бо́льшую активную длину ротора, чем машина с вынос ными подшипниками. Смазка подшипников генератора принудительная от масляной системы турбины.

Статор турбогенератора состоит из корпуса и сердечника. Корпус из готовляется сварным. В турбогенераторах мощностью 100 *Мет* и выше имеющих водородное охлаждение, он обладает не только значительно прочностью, но и газонепроницаемостью. С торцов корпус закрываетс щитами с уплотнениями в местах стыка с другими частями. Внутрення часть корпуса разделена на ряд отсеков, выполняющих роль вентиляционных каналов.

Сердечник статора набирается из изолированных листов электротехнической стали и имеет, как правило, радиальные вентиляционные каналы. Для уменьшения вибраций корпуса и фундамента применяется эластичное крепление сердечника к корпусу. В пазы открытой формы (рис. 15-1) укладывается обычно двухслойная обмотка с укороченным



Рис. 22-2. Продольный разрез турбогенератора мощностью 100 000 квт с водородным охлаждением (возбудитель на валу не показан).

1 — статор; 2 — обмотка статора; 3 — ротор; 4 — уплотнение вала; 5 — подшилник; 6 — көнтактные кольца и щеточный аппарат; 7 — бандаж ротора; 8 — вентилятор; 9 — бандажные кольца; 10 — выводы обмотки статора. шагом (§ 2-7). Секции фазной обмотки включаются либо все последовательно либо образуют две параллельные ветви. Встречаются турбогенераторы у которых обмотка статора выполнена с четырьмя параллельными ветвями Такая обмотка принципиально получается несимметричной, так как со держит параллельных ветвей больше максимально допустимого их числ (§ 2-7). Однако практически несимметрия может быть несущественной потому вполне приемлемой.

В турбогенераторах значительной мощности обмотка статора выпол няется с т е р ж н е в о й (из одновитковых секций). Поскольку попереч ное сечение стержня достаточно велико, то из конструктивных соображе ний и для уменьшения добавочных потерь он составляется из большог числа проводников, изолированных друг от друга и соединенных в парал лель по концам стержня. Без применения специальных мер в таком стеря не ток будет распределяться неравномерно (см. § 19-2) и потери в обмотк существенно возрастут. Для предотвращения этого отдельные проводник стержня т р а н с п о н и р у ю т, т. е. укладывают таким образом, чт по длине стержня они занимают в пазу различное положение (ср. с транс позицией обмоток трансформатора, § 2-2).

Для высоковольтных обмоток применяется непрерывная изоляци класса В с предельно допустимой температурой обмотки 100—105° С Крепление обмотки статора имеет важное значение для ее лобовых частей которые могут деформироваться при протекании значительных токов (на пример, при внезапных коротких замыканиях в цепи якоря). Обычно ло бовые части прикрепляются к нескольким бандажным кольцам, охваты вающим их снаружи и препятствующим отгибу лобовых частей в сторон сердечника статора. Все детали крепления обмотки и сердечника статора расположенные в зоне лобовых частей, выполняют из немагнитных ма териалов с целью уменьшения добавочных потерь в них. Особое значени имеют потери в торцевых частях сердечника, обусловливающие местный нагрев. Для ограничения последнего в турбогенераторах большой мощ ности с торцов сердечника статора устанавливается медный экран.

Вентиляция обмотки и сердечника статора рассмотрена в гл. 30.

6) ГИДРОГЕНЕРАТОРЫ

Эти генераторы в большинстве случаев выполняются с вертикальных валом (рис. 22-3).

Размеры ротора гидрогенератора зависят от его скорости вращения По условиям работы гидравлической турбины принципиально возможен случай, когда при отключении генератора от сети агрегат увеличит свок скорость в 1,7-2,5 раза по сравнению с номинальной n_1 (увеличение скорости зависит от типа гидравлической турбины). Эта так называемая у гонная скорость в n_y определяет максимальные механические усилия



Рис. 22-3. Продольный разрез зонтичного гидрогенератора.

1 — сердечник статора; 2 — обмотка статора; 3 — подпятник; 4 — направляющий подшилник;
 5 — крестовина; 6 — обод ротора; 7 — спицы ротора; 8 — втулка ротора; 9 — полюс ротора;
 10 — тормоз; 11 — контактные кольца.

действующие на элементы ротора. Режим угонной скорости не должен приводить к разрушению ротора. Максимально допустимые скорости на наружной поверхности ротора в зависимости от применяемого материала составляют 110—130 *м/сек*. Поэтому, например, при угонной скорости $n_y = 2,5 n_1$ допустимая нормальная скорость v_r на поверхности ротора на превосходит примерно 50 *м/сек*, а диаметр ротора D_r не более 60 $v_r/\pi n_1 =$ = 960/ n_1 . Так, диаметр ротора гидрогенератора Волжской ГЭС имени В. И. Ленина ($n_1 = 68,2 \text{ об/мин}$) равен примерно 14 *м*.

Предельная активная длина гидрогенератора определяется условиями транспортировки машины по железной дороге и в машинах большой мощности доходит до 2,5 *м*.

Вес вращающейся части агрегата и давление воды на рабочее колесс турбины воспринимаются упорным подшипником — подпятник ом. Это весьма ответственный узел гидрогенератора, так как он должен выдерживать значительные усилия: в тихоходных генераторах большой мощности давление на подпятник измеряется несколькими тысячами тонн.

По расположению подпятника относительно сердечника ротора различают гидрогенераторы зонтичного и подвесного типов (рис. 22-3 и 22-4). В первом типе подпятник находится ниже, а вс втором — выше сердечника ротора.

В подвесном типе достигается наибольшая механическая устойчивости вращающегося ротора, но для опоры подпятника требуется массивная верхняя крестовина. Поэтому, как правило, он применяется в сравнительно быстроходных гидрогенераторах, имеющих ограниченные диаметр статора и нагрузку подпятника.

При очень больших диаметрах статора и давлении в подпятнике (тихоходные генераторы) более рациональным является зонтичный тип. Подпятник в таких машинах опирается на нижнюю крестовину, имеющую меньшие радиальные размеры, чем верхняя крестовина. В некоторых гидрогенераторах зонтичного типа подпятник располагается непосредственно на крышке турбины. Зонтичный генератор получается несколько меньшей высоты, чем подвесной.

Кроме подпятника, ротор имеет еще направляющий подшипник, воспринимающий только радиальные усилия.

В машинах со значительным диаметром ротора его сердечником служит обод, собираемый на спицах, которые крепятся на втулке ротора. Полюсы собираются из стальных листов толщиной 1-2 *мм* и монтируются на ободе ротора с помощью Т-образных выступов. На полюсах размещается, помимо обмотки возбуждения, еще так называемая дем п фер на я о бмотка. Последняя образуется из медных стержней, закладываемых в пазы на полюсных наконечниках и замыкаемых с торцов ротора кольцами. Эта обмотка напоминает обмотку ротора короткозамкнутого асинхронного



Рис. 22-4. Продольный разрез подвесного гидрогенератора. Обозначения те же, что на рис. 22-3.

двигателя, но имеет равномерно распределенные стержни только в пределах полюсов.

Статор гидрогенератора имеет принципиально такую же конструкцию, как и статор турбогенератора, но, в отличие от последнего, выполняется

разъемным. Он делится по окружности чаще всего на шесть равных частей. Обмотка статора машин большой мощности — стержневая с транспозицией проводников, составляющих стержень, и изоляцией класса В.

Для сохранения подпятника на малых скоростях вращения (при пуске и остановке) в гидрогенераторах предусматривается тормозное устройство.

На валу машины устанавливается регуляторный генератор, предназначенный для питания регулятора скорости вращения гидроагрегата. Этот генератор представляет собой небольшую трехфазную синхронную машину с постоянными магнитами.

Вентиляция гидрогенераторов рассмотрена в гл. 30, а системы возбуждения как гидрогенераторов, так и турбогенераторов — в гл. 29.

в) КОМПЕНСАТОРЫ И ДВИГАТЕЛИ

Синхронные компенсаторы строятся, как правило, в горизонтальном исполнении. Большое значение с технико-экономической точки зрения имеет выбор скорости вращения машины. Наиболее часто встречающиеся скорости для достаточно мощных компенсаторов — это 600 и 750 об/мин (при частоте 50 гц), при которых машина выполняется явнополюсной. Диаметр ротора ограничен максимально допустимой скоростью на поверхности ротора $v_r \approx 100 \ m/сек$ и при $n_1 = 750 \ ob/мин$, следовательно, не превосходит 2,5 м. При таких размерах сердечник ротора собирается из толстых стальных листов, стягиваемых в осевом направлении шпильками, и непосредственно насаживается на вал. Полюсы такие же, как в гидрогенераторах.

Ротор вращается в подшипниках скольжения, размещенных на стойках. На валу компенсатора расположены вентиляторы, которые вызывают циркуляцию охлаждающего газа, чаще всего — водорода. При водородном охлаждении компенсатор имеет газонепроницаемый корпус с встроенными в него газоохладителями. Компенсатор имеет принципиально ту же конструкцию статора, что и турбогенератор.

Синхронные двигатели в подавляющем числе случаев строятся в горизонтальном исполнении. Те из них, которые имеют скорость $n_1 = 3000 \ o \delta$ /мин (их называют турбомоторами), конструктивно выполняются в таком же виде, как и турбогенераторы. Двигатели со скоростями вращения от 100 до 1000 $o \delta$ /мин объединены в СССР в единую серию с диапазоном мощности машин 320—10 000 квт.

Роторы быстроходных двигателей в конструктивном отношении аналогичны роторам компенсаторов. У тихоходных двигателей сердечник ротора представляет массивное кольцо, привариваемое к диску, который, в свою очередь, крепится на втулке, насаживаемой на вал (рис. 22-5).



Рис. 22-5. Продольный разрез тихоходного синхронного двигателя. 1 — сердечник ротора; 2 — диск ротора; 3 — втулка ротора; 4 — вентиляторные лопатки.

Охлаждение двигателей воздушное. В тихоходных машинах на ободе ротора у каждого полюса или через полюс устанавливаются небольшие лопатки, заменяющие собой вентилятор.

На полюсах двигателей и компенсаторов, кроме обмотки возбуждения, всегда располагается демпферная обмотка, с помощью которой машины пускаются в ход. В зависимости от условий пуска стержни демпферной пусковой обмотки могут быть только медными или латунными, а также из двух этих материалов.

§ 22-3. Номинальные величины синхронных машин

Режим синхронной машины будет определен, если заданы напряжение на зажимах обмотки якоря и его частота, момент механической силы на валу и напряжение, приложенное к обмотке возбуждения, или ток в ней (ср. со случаем асинхронной машины, § 15-3). Вместо момента удобно задавать мощность па валу (в режиме двигателя) или активную мощность цепи якоря и ток в ней (в режиме генератора). В последнем случае равноценной заменой могут служить величины полной мощности и коэффициента мощности цепи якоря. Отметим, что полная мощность якоря характеризует его размеры, а вместе с коэффициентом мощности она определяет и размеры ротора (обмотки возбуждения) синхронной машины.

Все указанные величины, относящиеся к номинальному режиму, называются номинальными.

На основании изложенного под номинальной мощностью синхронного генератора или компенсатора $S_{\rm H}$ понимается полная мощность цепи якоря при номинальных значениях тока $I_{\rm H}$ и напряжения $U_{\rm H}$, измеряемая в вольт-амперах, киловольт-амперах или мегавольт-амперах:

$$S_{\rm H} = m U_{\rm H} I_{\rm H}. \tag{22-2}$$

Кроме номинальной мощности, на щитке синхронного генератора указываются следующие номинальные величины: 1) коэффициент мощности соз $\varphi_{\rm H}$; 2) напряжение статора (линейное) $U_{\rm H}$; 3) частота в якоре $f_{\rm H}$; 4) скорость вращения $n_{\rm H} = n_1$; 5) токи якоря и возбуждения $I_{\rm H}$ и $i_{\rm BH}$. На щитке приводятся также: схема соединения фазных обмоток статора, угонная скорость $n_{\rm y}$ — для гидрогенераторов и величина наибольшего допустимого рабочего давления водорода в корпусе машины (в $\kappa z/cm^2$) — для генераторов с водородным охлаждением.

Щиток компенсатора содержит все указанные выше сведения, за исключением $\cos \varphi$, который у компенсатора практически равен нулю, и угонной скорости n_{v} .

Под номинальной мощностью синхронного двигателя понимается полезная механическая мощность на валу в номинальном режиме, измеряемая в ваттах, киловаттах или мегаваттах.

Обычные значения соз $\varphi_{\rm H}$: 0,9 (при опережающем токе якоря) для двигателей и 0,8—0,9 (при отстающем токе якоря) для генераторов.

§ 22-4. Система относительных единиц

Общие соображения о системе относительных единиц приведены в § 6-5. Там же и в § 16-5 определены некоторые базисные величины, которые полностью распространяются на синхронные машины. Так, в качестве базисной мощностиякоря S_6 будем считать номинальную мощность (22-2), а за базисные ток I_6 и напряжение якоря U_6 примем амплитуды их номинальных фазных величин. Сохраним также значения базисного сопротивления $z_6 = U_6/I_6 = U_{\rm H}/I_{\rm H}$ и момента $M_6 = S/_6\Omega_1$, определенные в § 16-5.

Ниже приводятся дополнительные данные по общепринятым и широко применяемым в теории синхронных машин базисным величинам.

В качестве базисной угловой частоты ω_б принимается синхронная угловая частота 2*π*f_н.

Под базисным потокосцеплением обмотки якоря Ψ₆ понимается потокосцепление, индуктирующее в обмотке якоря при базисной угловой частоте ω₆ базисное напряжение U₆; тогда в соответствии с (4-22)

$$\Psi_6 = \frac{U_6}{\omega_6} \,. \tag{22-3}$$

В качестве базисной индуктивности обмотки якоря примем:

$$L_6 = \frac{z_6}{\omega_5} \,. \tag{22-4}$$

В ряде задач удобно оперировать сотносительным временем, когда за базисное время t_5 выбирается такое, которое соответствует повороту ротора синхронной машины при базисной угловой частоте на один электрический радиан; следовательно,

$$t_{\rm 6} = \frac{1}{\omega_{\rm 6}} = \frac{1}{2\pi t_{\rm H}} \,. \tag{22-5}$$

При частоте $f_{\rm H} = 50$ гу значение $t_6 = 1/314$ сек.

При исследовании установившихся режимов синхронной машины для обмотки возбуждения используем базисные величины, введенные Парком. Примем за б а з и с н ы й т о к в о з б у ж д е н и я $I_{\rm B.6}$ ток в этой цепи, обусловливающий такое основное магнитное поле, которое в режиме холостого хода индуктирует в якоре при номинальной частоте номинальное напряжение.

 $\hat{\mathbf{B}}$ а зисная м. д. с. обмотки возбуждения $F_{\text{B.6}} = I_{\text{B.6}} w_{\text{B}}$ имеет место при протекании в обмотке базисного тока $I_{\text{B.6}}$.

Более подробные сведения о базисных величинах роторных цепей синхронной машины приведены в § 42-4.

УРАВНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ И ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 23-1. Электродвижущие силы, индуктируемые в обмотке якоря

Как уже отмечалось (§ 5-6), э. д. с. в обмотке якоря синхронной машины индуктируется результирующим полем в воздушном зазоре и полем рассеяния этой обмотки. Если принять проницаемость магнитной цепи машины постоянной, то можно рассматривать э. д. с. от отдельных составляющих результирующего поля в зазоре: полей возбуждения и реакции якоря. Последнее в явнополюсных машинах, в свою очередь, представляется самостоятельными полями по продольной и поперечной осям.

Напряжение якорей синхронных генераторов должно иметь определенные качества. Величина действующего значения и частота напряжения регулируются надлежащим образом путем соответствующего изменения величины магнитного потока возбуждения и скорости его вращения, что достигается регулированием тока в обмотке возбуждения и скорости вращения ротора генератора. Что касается третьей характеристики напряжения — формы его кривой в функции времени, то в выполненной машине она не поддается принудительному регулированию. Формы кривой напряжения стремятся приблизить к гармонической. Наличие в кривой напряжения наряду с основной высших гармонических нежелательно, так как они вызывают увеличение потерь в электрических машинах, приводят к помехам в линиях и устройствах связи и автоматики, работающих на повышенной частоте, и могут стать причиной недопустимых резонансных явлений при наличии емкостей (явных и неявных) в электрической сети.

ГОСТ предписано допустимое искажение гармонической кривой напряжения синхронных генераторов в режиме холостого хода, когда в обмотке якоря индуктируется э. д. с. только от потока возбуждения. Оно характеризуется к о э ф ф и ц и е н т о м и с к а ж е н и я с и н у с о и д а л ьн о с т и к р и в о й н а п р я ж е н и я, под которым понимают выраженное в процентах отношение корня квадратного из суммы квадратов амплитуд трех наибольших по величине гармонических в кривой напряжения к амплитуде основной гармонической. Этот коэффициент искажения должен составлять не более 5% для генераторов мощностью свыше 1000 ква и не более 10% — для генераторов мощностью от 10 до 1000 ква. Надлежащая форма кривой э. д. с., индуктируемой полем возбуждения в обмотке якоря синхронной машины, обеспечивается конструкцией самой обмотки (§ 4-3), приданием соответствующей формы полюсному наконечнику ротора явнополюсной машины (§ 3-8, б) и выбором оптимальной величины обмотанной части неявнополюсного ротора (§ 3-8, а). Две первые конструктивные меры оказывают влияние и на форму кривой э. д. с., индуктируемой полем реакции якоря в явнополюсной машине.

Поле рассеяния при гармонических фазных токах якоря индуктирует гармонически меняющуюся во времени э. д. с.

В дальнейшем будем считать фазные токи и э. д. с., индуктируемые в обмотке якоря синхронной машины в установившемся режиме, гармоническими функциями основной частоты f_1 . Для этого случая можно пользоваться уравнениями напряжения машины в комплексной форме. Кроме того, положим, что машина работает в условиях симметрии якорных цецей, когда токи и напряжения якоря представляют симметричные трехфазные системы, и что потери в сердечнике якоря равны нулю.

§ 23-2. Уравнения напряжения синхронных генераторов в установившемся режиме

В соответствии с (5-41) уравнение напряжений цепи якоря неявнополюсной машины в общем случае имеет вид:

$$\dot{U} = \dot{E} + \dot{E}_s - \dot{I}r, \qquad (23-1)$$

где \dot{U} — напряжение на зажимах фазной обмотки якоря; \dot{E} , \dot{E}_s — э. д. с., индуктируемые соответственно результирующим полем воздушного зазора, и полем рассеяния; \dot{I} — ток якоря; r — активное сопротивление фазной обмотки.

Для явнополюсной машины с насыщенной магнитной цепью результирующее поле в воздушном зазоре приходится рассматривать состоящим из двух самостоятельных полей по продольной и поперечной осям (§ 3-10): результирующего поля по продольной оси, определяемого результирующей м. д. с. по этой оси F_d (3-42), и поля поперечной реакции якоря. В соответствии с этим уравнение напряжения цепи якоря явнополюсной синхронной машины в общем случае представляется в виде:

$$\dot{U} = \dot{E}_d + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_s - \dot{I}r,$$
 (23-2)

где \dot{E}_d , \dot{E}_{aq} — э. д. с., индуктируемые результирующим полем воздушного зазора по продольной оси и полем поперечной реакции якоря. Остальные обозначения те же, что в (23-1). Рассмотрим сперва уравнения синхронных машин, предполагая проницаемость их магнитных цепей постоянной, а затем перейдем к реальным условиям, которые характеризуются изменением проницаемости в зависимости от величины магнитных потоков в сердечнике машин.

Следует отметить, что если синхронная машина имеет небольшую индуктивность рассеяния обмотки и работает в условиях постоянства напряжения на зажимах, то при изменении ее режима работы (т. е. при различных значениях токов в цепях) проницаемость сердечника меняется в ограниченных пределах и в первом приближении справедливы уравнения, получаемые при постоянстве проницаемости.

В самом деле, обычно $Ir \ll U$, и если, кроме того, $E_s \ll U$, уравнение (23-1) сводится к приближенному соотношению

$$\dot{U} \approx \dot{E}$$
, (23-3)

которое показывает на малое изменение э. д. с. E, если напряжение U неизменно. Следовательно, в рассматриваемых условиях величина результирующего потока в зазоре машины и соответственно проницаемость сердечника меняются в ограниченном диапазоне.

§ 23-3. Уравнение напряжения неявнополюсного генератора при $\mu = \text{const}$

При постоянстве проницаемости магнитопровода машины э. д. с. от результирующего потока \dot{E} представляет геометрическую сумму э. д. с., обусловленных потоками возбуждения (\dot{E}_0) и реакции якоря (\dot{E}_a), и уравнение (23-1) принимает вид:

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_a + \dot{E}_s - \dot{I}r.$$
(23-4)

Согласно § 4-6 и 5-8, $\dot{E}_s = -j\dot{I}x_s$, где $x_s = \omega L_s$ — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора.

Амплитуда э. д. с., индуктируемой в фазной обмотке якоря первой гармонической поля, определяется выражением (4-22). В частности, амплитуда э. д. с. E_{am} , обусловленной полем реакции якоря, равна

$$E_{am} = \Psi_{am} \omega, \qquad (23-5)$$

где Ψ_{am} — максимальное значение потокосцепления с обмоткой якоря от поля реакции якоря; ω — угловая скорость вращения этого поля относительно обмотки (в эл. *рад/сек*), равная в установившемся режиме скорости вращения ротора ω_1 .

Пусть индуктивность фазной обмотки якоря, соответствующая полю реакции якоря, создаваемому симметричной трехфазной системой токов,

равна L_a . Поскольку поле реакции якоря неподвижно относительно ротора, оно при своем вращении не меняет конфигурации, так как трубки поля встречают все время одно и то же магнитное сопротивление; поэтому индуктивность L_a постоянна.

Максимальное потокосцепление с фазной обмоткой

$$\Psi_{am} = L_a I_m. \tag{23-6}$$

Подставляя (23-6) в (23-5), получаем:

$$E_{am} = I_m x_a, \tag{23-7}$$

где $x_a = \omega L_a$ — индуктивное сопротивление фазной обмотки статора, соответствующее полю реакции якоря, или короче — индуктивное сопротивление реакции якоря.

Между действующими значениями э. д. с. E_a и тока I соотношение такое же, как в (23-7):

$$E_a = I x_a, \tag{23-8}$$

Согласно § 5-8, комплексная форма выражения (23-8) имеет вид:

$$\dot{E}_a = -jIx_a. \tag{23-9}$$

Подставив в (23-4) выражения э. д. с. \dot{E}_a и \dot{E}_s , получим:

$$\dot{U} = \dot{E}_0 - \dot{I}Z_c,$$
 (23-10)

где $Z_c = r + jx_c$ — полное сопротивление обмотки якоря, а $x_c = x_a + x_s$ — индуктивное сопротивление, называемое с и н х р о н н ы м. Это индуктивное сопротивление имеет фазная обмотка якоря при протекании на статоре симметричной трехфазной системы токов прямой последовательности, когда потокосцепление с обмоткой обусловлено неподвижным относительно ротора полем реакции якоря и полем рассеяния.

Допустим, что синхронная машина работает генератором, причем нагрузкой служит сопротивление $Z_{\rm HF} = r_{\rm HF} + j x_{\rm HF}$ (рис. 23-1, *a*). В этом случае $\dot{U} = \dot{I} Z_{\rm HF}$. Подставляя последнее соотношение в (23-10), находим:

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}_0}{Z_c + Z_{H\Gamma}} = \frac{\dot{E}_0}{\sqrt{(x_c + x_{H\Gamma})^2 + (r + r_{H\Gamma})^2}} e^{-j\psi}, \qquad (23-11)$$

где $\psi = \arctan \operatorname{tg} \frac{x_{\text{с}} + x_{\text{нг}}}{r + r_{\text{нг}}}$ — угол сдвига комплексов тока \dot{I} и э. д. с. \dot{E}_0 . На рис. 23-2 показано расположение магнитных осей обмоток и дана

На рис. 23-2 показано расположение магнитных осей обмоток и дана векторная диаграмма генератора для режима холостого хода ($\vec{I} = 0$). Комплексная плоскость неподвижна относительно осей d, q. Потокосцепления с обмотками якоря в этом режиме обусловлены основным потоком



Рис. 23-1. Схемы включения синхронных генераторов при работе на нагрузочное сопротивление (a), на сеть (b), на сеть через внешнее сопротивление (в).

На рис. 23-3 представлены векторные диаграммы напряжений неявнополюсного генератора для режима нагрузки, построенные по уравнению (23-10) с учетом (23-11), и соответствующие им диаграммы м. д. с. и потокосцеплений. На последних векторы м. д. с. имеют модули в $k_{\rm B}$ раз меньпие, чем амплитуды первых гармонических м. д. с., так что величина вектора $\vec{F}_{\rm B}$ равна м. д. с. обмотки возбуждения $F_{\rm B}$, а м. д. с. обмотки якоря тем самым приведена к масштабу $F_{\rm B}$ (§ 3-8; 3-9).

Векторы потокосцеплений с обмотками якоря основного потока $\dot{\Psi}_{a}$ и потока реакции якоря $\dot{\Psi}_{a}$ совпадают с соответствующими векторами м. д. с. \dot{F}_{B} и \dot{F}_{a} ; вектор \dot{F}_{a} , в свою очередь, совпадает с вектором тока \dot{I} (§ 5-8). Вектор результирующего потокосцепления с обмотками якоря $\dot{\Psi}_{a}$ очевидно, определяется следующим образом:

$$\dot{\Psi} = \dot{\Psi}_0 + \dot{\Psi}_a$$







- Рис. 23-3. Векторные диаграммы неявнополюсного генератора, проницаемость магнитной цепи которого постоянна.
- Векторные диаграммы напряжений: при $\psi > 0$ (a) и $\psi < 0$ (s); векторные диаграммы м. д. с. и потокосцеплений: при $\psi > 0$ (б) и $\psi < 0$ (г.)



Рис. 23-4. Схема замещения неявнополюсной синхронной машины.

так как результирующая м. д. с. в зазоре равна

$$\dot{F} = \dot{F}_{\rm B} + \dot{F}_{a}.$$
 (23-12)

При пренебрежении потерями в сердечнике якоря векторы \dot{F} и $\dot{\Psi}$ совпадают (ср. с трансформатором, § 7-1).

В нормальном установившемся режиме угловая скорость вращения всех изображающих векторов одинакова и равна угловой частоте в якоре ω_1 . С такой же скоростью (в эл. *рад/сек*) вра-

щается ротор машины и, следовательно, оси d, q. Поэтому проекции изображающего вектора \dot{F}_a на указанные оси, определяющие продольную \dot{F}_{ad} и поперечную \dot{F}_{aq} м. д. с. якоря, являются постоянными величинами. Из рис. 23-3 видно, что в зависимости от знака угла ψ продольная реакция якоря либо стремится уменьшить поток по продольной оси машины ($\psi > 0$), либо увеличить его ($\psi < 0$).

Из уравнения (23-10) и диаграммы рис. 23-3 нетрудно получить с х е м у з а м е щ е н и я неявнополюсной синхронной машины, представленную на рис. 23-4. Как можно видеть, машина замещается источником э. д. с. \dot{E}_0 , сдвинутой по фазе относительно напряжения \dot{U} на угол θ , и последовательно соединенным сопротивлением $Z_c = r + jx_c$.

Построенные векторная диаграмма и схема замещения неявнополюсного генератора содержат напряжение на зажимах якоря машины U. Поэтому они справедливы как при работе генератора на автономную нагрузку (рис. 23-1, *a*), так и при включении его на сеть (рис. 23-1, *б*). Очевидно также, что полученные результаты справедливы и для случая, когда напряжение U измеряется в некоторой точке внешней цепи якоря генератора (рис. 23-1, *s*), при условии, что к собственным сопротивлениям якоря машины *r* и x_c будут соответственно прибавлены сопротивления $r_{\rm BH}$, $x_{\rm BH}$ участка внешней цепи между рассматриваемой точкой и зажимами машины.

Приведенные в этом параграфе выражения и уравнения напряжения часто записывают в относительных единицах. Так, деля на базисное напряжение $U_6 = I_6 z_6$ уравнение (23-4), получаем:

$$\dot{U}=\dot{E}_{0}+\dot{E}_{a}+\dot{E}_{s}-\dot{l}r,$$

где модули комплексов и сопротивление выражены в долях соответствующих базисных величин.

Соотношение (23-5) в относительных единицах получается в виде:

$$E_a = \Psi_a \omega_a$$

так как $U_{\mathfrak{g}} = \Psi_{\mathfrak{g}} \omega_1$.

При синхронной скорости ($\omega = 1,0$) будем иметь:

$$E_a = \Psi_a$$
.

Выражения (23-6), (23-7) в относительных единицах:

$$\begin{split} \Psi_a &= L_a I, \\ E_a &= I x_a, \end{split}$$

поскольку базисное потокосцепление $\Psi_{\bar{0}} = L_{\bar{b}}I_{\bar{b}}$.

§ 23-4. Уравнение напряжения явнополюсного генератора при $\mu = \text{const}$

При постоянстве проницаемости магнитопровода машины э. д. с. от результирующего поля по продольной оси представляет геометрическую сумму э. д. с., обусловленных потоками возбуждения (\dot{E}_0) , и продольной реакции якоря (\dot{E}_{ad}) , поскольку в этом случае указанные поля можно рассматривать раздельно; тогда уравнение (23-2) принимает вид:

$$\dot{U}_{0} = \dot{E}_{0} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{s} - \dot{I}r.$$
(23-13)

Э. д. с. от поля рассеяния в (23-13), как и в случае неявнополюсной машины, равна $\dot{E}_s = -j\dot{I}x_s$.

Э. д. с. \dot{E}_{ad} индуктируется продольным потоком реакции якоря. Пусть по обмоткам якоря протекает система фазных токов, создающих волну м. д. с., амплитуда которой совпадает с продольной осью машины. Изображающие векторы м. д. с. якоря \dot{F}_a и тока \dot{I} при этом направлены вдоль оси d; угол $\psi = \pm 90^\circ$ (рис. 23-5, a). Поскольку в этом случае м. д. с. якоря по поперечной оси $F_{aq} = F_a \cos \psi$ равна нулю, то это значит, что поле реакции якоря будет исключительно продольным (рис. 23-5, 6).

Пусть индуктивность фазной обмотки якоря, соответствующая продольному полю реакции якоря, создаваемому симметричной трехфазной системой токов, равна L_{ad} . Картина поля, схематически показанная на рис. 23-5, δ , не меняется при вращении ротора машины, так как поле и ротор неподвижны относительно друг друга; поэтому индуктивность L_{ad} постоянна.

⁴⁰ Между амплитудами э. д. с. E_{adm} и тока I_m (при $\psi = \pm 90^\circ$) получается соотношение, аналогичное (23-7) для неявнополюсной машины:

$$E_{adm} = I_{m(\psi = \pm 90^{\circ})} x_{ad}, \qquad (23-14)$$

где $x_{ad} = \omega L_{ad}$ — индуктивное сопротивление фазной обмотки статора,



Рис. 23-5. М. д. с. (a) и поле (б) Рис. 23-6. М. д. с. (a) и поле (б) якоря при якоря при $\psi = \pm 90^{\circ}$. $\psi = 0$.

соответствующее продольному полю реакции якоря, или коротко — и ндуктивное сопротивление реакции якоря по продольной оси.

Подобное же соотношение имеет место в случае, когда в машине система фазных токов создает исключительно поперечное поле реакции якоря. Изображающие векторы м. д. с. якоря \dot{F}_a и тока \dot{I} при этом направлены вдоль оси q ($\psi = 0$); м. д. с. якоря по продольной оси $F_{ad} = -F_a \sin \psi$ равна нулю и продольное поле реакции якоря отсутствует (рис. 23-6). Поскольку характер полей реакции якоря по осям d и q различен при одинаковых по величине м. д. с., индуктивность фазной обмотки в рассматриваемом случае L_{aq} не равна индуктивности L_{ad} .

Амплитуда э. д. с. E_{aqm} от поперечного поля реакции якоря связана с током I_m (при $\psi = 0$) соотношением

$$E_{aqm} = I_{m \ (\psi = 0)} x_{aq}, \tag{23-15}$$

где $x_{aq} = \omega L_{aq}$ представляет собой индуктивное сопротивление фазной обмотки статора, соответствующее поперечному полю реакции якоря, или коротко — индуктивное сопротивление реакции якоря по поперечной оси.

При произвольном значении угла ψ для вычисления э. д. с. E_{adm} , E_{aqm} по (23-14), (23-15) следует найти составляющие изображающего вектора тока по осям d и q:

$$I_d = -I_m \sin \psi \quad \text{i} \quad I_q = I_m \cos \psi. \tag{23-16}$$

Токи I_d , I_q носят название продольного и поперечного токов якоря машины. На рис. 23-7 они показаны комплексами, т. е. составляющими изображающего вектора тока I по осям d, q, так что

$$\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q.$$
 (23-17)

Таким образом, выражения (23-14), (23-15) в общем случае принимают вид:

$$E_{adm} = I_d x_{ad}, \quad E_{aqm} = I_q x_{aq}.$$
 (23-18)

Комплексная форма записи соотношений (23-18):

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_{d}x_{ad}, \quad \dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_{q}x_{aq}.$$
 (23-19)



Рис. 23-7. Продольный и поперечный токи якоря на диаграмме синхронной машины.

Отметим еще раз, что если обмотка статора неявнополюсной машины имеет одно и то же индуктивное сопротивление x_a независимо от того, как ориентировано поле реакции якоря относительно ротора, то в явнополюсной машине сопротивление x_a зависит от расположения поля относительно осей d, q. В соответствии с теорией двух реакций (§ 3-9, б) и приходится в последнем случае оперировать с двумя различными по величине сопротивлениями x_{ad} и x_{aa} .

Подставляя в (23-13) комплексные значения э. д. с. (23-19) и принимая во внимание (23-17), так что $\dot{E}_s = -j$ ($\dot{I}_d + \dot{I}_q$) x_s , получаем уравнение напряжений явнополюсного генератора в виде:

$$\dot{U} = \dot{E}_{0} - j\dot{I}_{d}x_{d} - j\dot{I}_{q}x_{q} - \dot{I}r = \dot{E}_{0} - \dot{I}_{d}Z_{d} - \dot{I}_{q}Z_{q}, \qquad (23-20)$$
$$Z_{d} = r + jx_{d}, \quad Z_{q} = r + jx_{q},$$

где

а

$$x_d = x_{ad} + x_s, \quad x_q = x_{aq} + x_s$$
 (23-21)

называются с и н х р о н н ы м и с о п р о т и в л е н и я м и п о п р од о л ь н о й и п о п е р е ч н о й о с я м соответственно. Это — индуктивные сопротивления фазной обмотки якоря явнополюсной машины при протекании трехфазной симметричной системы токов прямой последовательности, создающей поле рассеяния и поле реакции якоря, неподвижное относительно продольной (x_d) или поперечной (x_a) осей машины.

Допустим, что явнополюсный генератор работает в одной из схем, представленных на рис. 23-1. Пусть ток якоря I сдвинут по фазе относительно э. д. с. \dot{E}_0 на угол ψ . Векторная диаграмма напряжений явнополюсного генератора при нагрузке, построенная по уравнению (23-20), показана на рис. 23-8. Там же приведены диаграммы м. д. с. и потокосцеплений. На последних \dot{F}_{ad1} , \dot{F}_{aq1} имеют модули, равные амплитудам первых



Рис. 23-8. Векторные диаграммы явнополюсного генератора, проницаемость магнитной цени которого постоянна.

Векторные диаграммы напряжений: при $\psi > 0$ (a) и $\psi < 0$ (b); векторные диаграммы м. д. с. и потокоссцеплений: при $\psi > 0$ (b) и $\psi < 0$ (c).

гармонических составляющих м. д. с. обмотки якоря по продольной и поперечной осям F_{ad1} , F_{aq1} ; модули \dot{F}_{ad} , \dot{F}_{aq} равны приведенным к масштабу обмотки возбуждения м. д. с. F_{ad} , F_{aq} (§ 3-9, в). Величина вектора $\dot{F}_{\rm B}$ равна м. д. с. обмотки возбуждения $F_{\rm B}$.

Если интересоваться вектором результирующего потокосцепления с обмотками якоря по продольной оси $\dot{\Psi}_d$, то он, очевидно, определяется следующим образом:

$$\dot{\Psi}_{d} = \dot{\Psi}_{0} + \dot{\Psi}_{ad}, \qquad (23-22)$$

так как результирующая м. д. с. в зазоре по продольной оси равна

$$\dot{F}_{d} = \dot{F}_{B} + \dot{F}_{ad}.$$
 (23-23)

Характер продольной реакции якоря (размагничивающая, намагничивающая), как и в неявнополюсной машине, зависит от знака угла ψ (ср. рис. 23-8, б и г).

Схема замещения явнополюсной синхронной машины более сложна, чем неявнополюсной. Она может быть построена по уравнению (23-20) и сопряженному ему уравнению. Пусть ось вещественных совмещается с осью q машины; тогда

$$\dot{E}_{0} = \ddot{E}_{0} = E_{0m}, \quad \dot{U} = U_{m} \varepsilon^{-j\theta}, \quad \dot{I}_{q} = \ddot{I}_{q} = I_{q}, \quad \dot{I}_{d} = jI_{d}, \quad \ddot{I}_{d} = -jI_{d},$$

$$\dot{I} = \dot{I}_{d} + \dot{I}_{q} = \dot{I}_{d} + I_{q}, \quad \ddot{I} = \ddot{I}_{d} + \ddot{I}_{q} = -\dot{I}_{d} + I_{q}, \quad \dot{I} = \ddot{I}_{d}.$$

Запишем уравнение (23-20) в более удобной для рассматриваемой задачи форме:

$$\dot{U} = E_{0m} - \dot{I} (r + jx_q) - j\dot{I}_d (x_d - x_q) = E_{0m} - \dot{I} (r + jx_q) - j(\dot{I} - \ddot{I}) \frac{x_d - x_q}{2} . \quad (23-24)$$

Уравнение, сопряженное с (23-24), имеет вид:

$$\overset{*}{U} = E_{0m} + \overset{*}{I} (-r + jx_q) - j (\dot{I} - \overset{*}{I}) \frac{x_d - x_q}{2}.$$
(23-25)

Уравнениям (23-24), (23-25) соответствует схема замещения, представленная на рис. 23-9. Она несколько упрощается при пренебрежении активным сопротивлением цепи якоря *r*, так как при этом отпадает необходимость воссоздания на схеме отрицательного активного сопротивления.

Формально векторную диаграмму и схему замещения явнополюсной машины можно свести к таковым для неявнополюсной машины. Ограничимся случаем, когда напряжение генератора \dot{U} задано. На рис. 23-10



построена диаграмма напряжения явнополюсного генератора при $\psi > 0$. Из рисунка видно, что диаграмма явнополюсного генератора имеет такой же вид, как у неявнополюсной машины, при условии, что в качестве синхронного сопротивления принимается сопротивление x_q , а вместо э. д. с. от потока возбуждения E_{om} используется эквивалентная э. д. с. E_{qm} . Она равна (см. рис. 23-10, *a*):

$$E_{Qm} = E_{0m} + I_d (x_d - x_q).$$

Ток I_d , а попутно и ток I_q нетрудно найти с помощью уравнения (23-24) или векторной диаграммы рис. 23-8. Беря вещественную и отрицательную мнимую части от уравнения (23-24), получим соответственно:

$$U_m \cos \theta = E_{0m} + I_d x_d - I_q r,$$

$$U_m \sin \theta = I_q x_q + I_d r.$$

Из последних уравнений находим:

$$I_{d} = \frac{U_{m} \left(x_{q} \cos \theta + r \sin \theta\right) - E_{0m} x_{q}}{x_{d} x_{q} + r^{2}} \approx \frac{U_{m}}{x_{d}} \left(\cos \theta - \frac{E_{0m}}{U_{m}} + \frac{r}{x_{q}} \sin \theta\right), \quad (23-26)$$

$$I_q = \frac{U_m \sin \theta - I_d r}{x_q} \approx \frac{U_m}{x_q} \left[\sin \theta - \frac{r}{x_d} \left(\cos \theta - \frac{E_{0m}}{U_m} \right) \right].$$
(23-27)

Приближенные соотношения в (23-26), (23-27) справедливы при условии $r^2 \ll x_d x_q$, которое обычно всегда выполняется.

Подставив ток I_d из (23-26) в выражение для E_{Qm} , получим:

$$E_{Qm} = \frac{x_q}{x_d} E_{\theta m} + \left(1 - \frac{x_q}{x_d}\right) U_m \left(\cos\theta + \frac{r}{x_q}\sin\theta\right). \tag{23-28}$$

Таким образом, если заданы напряжение U_m и ток возбуждения синхронной машины (известно E_{0m}), то определяется эквивалентная э. д. с. E_{Qm} , и для характеристики режима явнополюсной машины может быть использована векторная диаграмма (рис. 23-3) и схема замещения (рис. 23-4) неявнополюсного генератора с заменой E_{0m} на E_{Qm} и x_c на x_q .

Необходимо обратить внимание на то, что все уравнения напряжения и выражения для токов, полученные из них, сохраняют свой вид при измерении величин в относительных единицах.

§ 23-5. Уравнение напряжения синхронного генератора при $\mu = var$

а) РЕЖИМ ХОЛОСТОГО ХОДА

Пусть возбужденный генератор вращается с постоянной скоростью и ток якоря I = 0. В этом режиме в якоре индуктируется э. д. с. только потоком возбуждения Φ_0 , и напряжение на зажимах равно

$$\dot{U} = \dot{E}_0$$

Независимо от магнитного состояния машины $E_0 \sim \Phi_0$. При постоянстве проницаемости магнитной цепи машины поток возбуждения пропорционален току возбуждения $i_{\rm B}$ и зависимость $E_0 = f(i_{\rm B})$ [или $E_0 = f(F_{\rm B})$], называемая характеристикой холостого хода, представляет собой прямую линию.

При переменной проницаемости магнитной цепи машины характеристика холостого хода нелинейна (рис. 23-11): она соответствует магнитной характеристике машины $\Phi_0 = f(F_v)$ (§ 3-8, 2). E_0

Обычно характеристика холостого хода строится в относительных единицах. Применяя в качестве базисных величин (напряжение на статоре, ток возбуждения и м. д. с. возбуждения) указанные в § 22-4, получим $E_0 = 1.0$, $i_{\rm B} =$ $= F_{\rm B} = 1.0$ в точке, соответствующей номинальному напряжению.

Характеристики холостого хода явно- и неявнополюсных



Рис. 23-11. Характеристика холостого хода синхронного генератора.

синхронных машин различной мощности, построенные в относительных единицах, мало отличаются друг от друга. Это дает основание ввести единук для всех машин так называемую нормальную характеристику холостого хода. Она представляет по существу усредненнук характеристику холостого хода различных машин, построенную на осново многочисленных экспериментальных данных; ее координаты приведень в табл. 23-1.

Таблица 23-1

Нормальная характеристика холостого хода синхронных машин

$i_{\mathrm{B}} = F_{\mathrm{B}}$	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5
E ₀	0,55	1,0	1,21	1,33	1,4

Отклонение реальной характеристики от нормальной в величине E_{c} обычно не превосходит $\pm 5\%$. Поэтому если для данной машины характеристика холостого хода неизвестна, то можно пользоваться нормальной характеристикой.

6) РЕЖИМ НАГРУЗКИ НЕЯВНОПОЛЮСНОЙ МАШИНЫ

Напряжения цепи якоря неявнополюсного синхронного генератора с насыщенной магнитной цепью (µ = var) связаны уравнением (23-1).

Амплитуда э. д. с. E_m , индуктируемой в якоре результирующим полем воздушного зазора, пропорциональна амплитуде потокосцепления с фазной обмоткой от этого поля Ψ_m и вычисляется аналогично (23-5):

$$E_m = \Psi_m \omega_1,$$

$$E = \Psi.$$
(23-29)

а в относительных единицах:

Изображающие векторы э. д. с. *È* и потокосцепления Ψ сдвинуты на комплексной плоскости на угол, равный 90°:

$$\dot{E} = -i\dot{\Psi}\omega_{1}$$

Результирующий поток в зазоре Φ , а вместе с ним и потокосцепление Ψ_m , пропорциональные амплитуде первой гармонической поля (3-56), при переменной проницаемости магнитопровода зависят как от результирующей м. д. с. в зазоре $\dot{F} = \dot{F}_{\rm B} + \dot{F}_{a}$, так и от коэффициента насыщения k_{μ} . Поэтому для определения режима неявнополюсного генератора необ-



Рис. 23-12. Векторная диаграмма неявнополюсного генератора с насыщенной магнитной цепью (диаграмма Потье).

ходимо не только воспользоваться уравнениями напряжения (23-1) и м. д. с. (23-12), но и найти связь между величинами E_m (или E) и F.

На рис. 23-12 представлена векторная диаграмма неявнополюсного генератора, соответствующая уравнениям (23-1), (23-12) и построенная для случая $\psi > 0$. Эта диаграмма была разработана Потье. Отметим, что углы в треугольнике м. д. с. однозначно выражаются через углы на той части диаграммы, на которой отложены векторы напряжения θ , φ , β . Так, угол между \dot{F}_a и \dot{F} равен 90° + φ + β , а угол сдвига векторов $\dot{F}_{\rm B}$ и F составляет $\theta - \beta$.

Модуль вектора \dot{F} и действующее значение э. д. с. E в первом приближении взаимосвязаны характеристикой холостого хода $E_0 = f(F_{\rm B})$. В самом деле, допустим, что насыщение магнитопровода синхронной машины обусловлено лишь потоком взаимной индукции между обмотками статора и ротора, т. е. что поля рассеяния не оказывают существенного влияния на величину потока в магнитопроводе. При таком допущении коэффициент насыщения k_{μ} зависит только от величины потока в воздушном зазоре машины. В этом случае поток первой гармонической поля в воздушном зазоре неявнополюсной машины будет одинаковым независимо от того, обусловлен ли он только м. д. с. обмотки возбуждения $F_{\rm B}$ или равной ей результирующей м. д. с. обмоток статора и ротора F, поскольку последняя приведена к масштабу $F_{\rm B}$. При рассматриваемом допущении магнитная



Рис. 23-13. К определению насыщения магнитной цепи генератора.

 характеристика, соответствующая действительному насыщению;
 характеристика холостого хода. характеристика $\Phi_0 = f(F_B)$ и характеристи ка холостого хода $E_0 = f(F_B)$ давали бь правильные (с учетом насыщения магнито провода машины) значения потока Φ и э. д. с E для данного значения м. д. с. F, отклады ваемого на указанных характеристиках.

В действительности насыщение магнито провода машины определяется не только по током воздушного зазора, но и потоком рас сеяния обмотки возбуждения, величина ко торого зависит от тока возбуждения. Поэтому в режимах холостого хода с м. д. с. $F_{\rm B0}$ к нагрузки с результирующей м. д. с. $F = F_{\rm B}$ насыщение магнитопровода будет различным, так как при нагрузке генератора, как это видно из диаграммы рис. 23-12, $F_{\rm B} \neq F$ м

следовательно, токи возбуждения в указанных режимах различны. Та ким образом, характеристики Φ_0 , $E_0 = f(F_{\rm B})$, строго говоря, не идентичны зависимости Φ , E = f(F), Так, для нагрузочных режимов, при которых $F_{\rm B} > F$ (что, например, имеет место на диаграмме рис. 23-12), насыщение магнитопровода машины будет больше, чем в режиме холостого хода с тем же потоком воздушного зазора ($\Phi_0 = \Phi$), и характеристики $E_0 = f(F_{\rm B})$ E = f(F) располагаются так, как показано на рис. 23-13.

Очевидно, что пользование характеристикой холостого хода для опре деления зависимости между E и F требует внесения поправки. Из рис. 23-13 видно, что для нахождения правильного значения м. д. с. F с помощьм характеристики $E_0 = f(F_{\rm B})$ следует оперировать с расчетной э. д. с. $E_{\rm p}$ несколько большей истинной э. д. с. E. Для этого при построении диа граммы Потье э. д. с. рассеяния $E_{\rm s}$ рассчитывают не по действительному сопротивлению рассеяния $x_{\rm s}$, а по некоторому эквивалентному сопроти влению $x_{\rm p} > x_{\rm s}$, так что $E_{\rm s} = Ix_{\rm p}$. Метод определения сопротивления $x_{\rm p}$ излагается ниже (§ 28-6).

Рассмотрим построение диаграммы неявнополюсного генератора с уче том насыщения магнитной цепи машины для конкретной задачи. Будем при этом считать все величины выраженными в относительных единицах Пусть требуется найти м. д. с. $F_{\rm B}$ (или ток возбуждения $i_{\rm B}$), обеспечиваю щую заданный режим генератора: U, I, φ . Считаем известными параметры генератора $r, x_{\rm p}, x_{\rm s}$, обмоточные данные обмотки статора и характеристи ку холостого хода.

На рис. 23-14 показано построение диаграммы. Вектор \dot{U} совмещен с осью ординат характеристики холостого хода. Поскольку вектор



Рис. 23-14. Построение диаграммы Потье для определения м. д. с. обмотки возбуждения.

 $U = 1.0; I = 1.0; \cos \varphi = 0.85; x_p = 0.17; r = 0.02.$

гле

задан по модулю и по положению относительно вектора \dot{U} , к последнему пристраиваются векторы $\dot{I}r$ и $\dot{I}x_p$, что в соответствии с (23-1) и сделанными выше замечаниями определяет вектор расчетной э. д. с. \dot{E}_p . Строится также вектор \dot{E} и определяется угол β . По полученному значению E_p на характеристике холостого хода находим м. д. с. F, которая в виде вектора \dot{F} совмещена с осью абсцисс. Откладывая из конца \dot{F} под углом 90° + ϕ + β (см. рис. 23-12) вектор — \dot{F}_a , получаем искомую м. д. с. $\dot{F}_{\rm B}$. На рис. 23-14 треугольник м. д. с. повернут относительно вектора \dot{E} по сравнению с векторной диаграммой (рис. 23-12), но для рассматриваемой задачи по определению величины $F_{\rm B}$ это не имеет значения. Отметим, что м. д. с. F_a для заданного тока статора I может быть най-

Отметим, что м. д. с. F_a для заданного тока статора I может быть найдена на основе экспериментальных (§ 28-2) или расчетных (§ 3-5, 3-9) данных.

Приведенная диаграмма определяет не только ток возбуждения генератора, но и угол нагрузки 0. Последний можно рассчитать графоаналитически по выражению, получаемому в результате решения треугольников напряжения и м. д. с.:

$$\theta = \operatorname{arctg} \frac{A_s \cos \varphi}{A_s \sin \varphi + 1},$$
$$A_s = k_F \sqrt{1 + \varepsilon_s^2 + 2\varepsilon_s \sin \varphi} + \varepsilon_s, \quad k_F = \frac{F_a}{F}, \quad \varepsilon_s = \frac{Ix_s}{U}.$$

Более подробный анализ показывает, что диаграмма Потье дает преувеличенное (на 5-7%) значение угла θ.

в) РЕЖИМ НАГРУЗКИ ЯВНОПОЛЮСНОЙ МАШИНЫ

Напряжения цепи якоря явнополюсного синхронного генератора с насыщенной по продольной оси магнитной цепью связаны уравнением (23-2). Соотношение между э. д. с. E_d , индуктируемой результирующим потоком по продольной оси, и результирующей м. д. с. по этой же оси $F_d = F_B + F_{ad}$ определяется с помощью характеристики холостого хода. Для этого, как было показано выше для неявнополюсной машины, приходится оперировать с расчетной э. д. с. E_{dD} , не равной э. д. с. E_d .

На рис. 23-15, а представлена векторная диаграмма явнополюсного генератора, соответствующая уравнениям напряжения (23-2) и м. д. с. (23-23) и построенная для случая $\psi > 0$. Отметим, что если на этой диаграмме продлить вектор \vec{E}_s до пересечения с осью q (точка A), то вектор $\dot{AB} = -j\dot{I}x_a$ (ср. с диаграммой рис. 23-10, a).

На рис. 23-15, б приведено практическое построение диаграммы в относительных единицах для случая, когда требуется найти м. д. с. $F_{\rm B}$, обеспечивающую режим с заданными значениями U, I, φ . (Считаем, что параметры, данные обмоток и характеристика холостого хода генератора известны).

С осью ординат характеристики холостого хода совмещаем вектор \dot{U} и строим вектор \dot{I} . Далее к вектору \dot{U} пристраиваем векторы $\dot{I}r$ и $j\dot{I}x_q$. Конец последнего вектора должен лежать на поперечной оси машины q(см. рис. 23-15, a). Затем откладываем вектор jIx_p , в котором сопротивление рассеяния x_s заменено сопротивлением x_p для возможности учета насыщения машины в нагрузочном режиме с помощью характеристики холостого хода. Опуская перпендикуляр из конца вектора $j\dot{I}x_p$ на ось q, находим расчетную э. д. с. от продольного поля \dot{E}_{dp} , которая на характеристике холостого хода определяет м. д. с. F_d . Прибавляя к последней м. д. с. $-F_{ad} = -F_{ad}/F_{\rm B.6}$, где F_{ad} вычисляется по (3-39), находим искомую м. д. с. $\dot{F}_{\rm B}$. М. д. с. F_{ad} может быть определена для заданного тока статора I на основе экспериментальных данных (§ 28-2).

Рассмотренное построение дает возможность достаточно точно определить ток возбуждения генератора, однако приводит к преувеличенным (обычно на 10-25%) значениям угла нагрузки; это объясняется неточностями в исходных положениях задачи. Они возникают не только из-за применения принципа наложения при определении поля в зазоре машины, несправедливого в случае $\mu =$ var, но и вследствие нестрогого учета насыщения магнитной цепи машины с помощью характеристики холостого хода. Проницаемость μ в различных местах магнитопровода машины различна. Поэтому нелинейность характеристики холостого хода определяется некоторым средним, интегральным значением μ , справедливым лишь для



Рис. 23-15. Векторная диаграмма явнополюсного генератора с насыщенной в продольной оси магнитной цепью (a) и ее практическое построение при определении м. д. с. обмотки возбуждения (б).

 $U = 1,0; I = 1,0; \cos \varphi = 0.85; x_q = 0.7; x_p = 0.17; r = 0.02.$

такого распределения поля (и, следовательно, µ), которое имеет место в режиме холостого хода. Для режима нагрузки кривая поля в зазоре существенно искажается и «интегральная нелинейность» будет уже иной, нежели в режиме холостого хода. Таким образом, точное решение задачи возможно лишь после детального построения поля в зазоре.

Однако удовлетворительную точность дает излагаемый ниже способ построения, хотя он и не имеет строгого обоснования. Этот способ основывается на двух положениях, вытекающих из общих физических соображений и анализа точных картин магнитного поля в зазоре машины: 1) первая гармоническая поля по продольной оси практически зависит только от результирующей м. д. с. по этой оси F_d ; 2) первая гармоническая поля по поперечной оси может рассматриваться отдельно, но ее величина зависит как от поперечной м. д. с. якоря F_{aq} , так и от м. д. с. F_d . В этом случае формально э. д. с. от поперечного поля — обозначим ее E_{aqH} — вычисляется так же, как и при $\mu = \infty$, а именно: $E_{aqH} = I_q x_{aqH}$, однако индуктивное сопротивление x_{aqH} должно правильно учитывать общее магнитное состояние мащины, т. е. соответствовать первой гармонической поля по поперечной оси, выделенной из результирующего поля в зазоре. Если сопротивление x_{aq} определяется при $\mu = \infty$, то очевидно, что $x_{aqH} < < x_{aq}$.

Итак, рассмотренное выше построение диаграммы явнополюсного генератора остается в силе, если вместо сопротивления $x_q = x_{aq} + x_s$ оперировать с сопротивлением $x_{oH} = x_{aOH} + x_s$.

Подробный анализ показывает, что при нахождении x_{aqH} магнитное состояние машины может определяться по точке характеристики холостого хода, соответствующей м. д. с. $F = F_d + F_{aq}$. Именно эта м. д. с. обусловливает местное наиболее интенсивное магнитное поле в зазоре. Но она, а по ней и сопротивление x_{aqH} могут быть определены лишь при известных F_d и F_{aq} , которые сами находятся в результате построения векторной диаграммы. Поэтому практически последняя строится методом последовательных приближений. Как показывают расчеты, для машин, у которых характеристика холостого хода близка к нормальной, достаточно ограничиться вторым приближением. Первым приближением (величины, относящиеся к нему, отмечаются индексом «1») является рассмотренное выше построение, использующее сопротивление x_q . Оно непосредственно дает значения (θ)₁, (E_d)₁, (F_d)₁ и позволяет рассчитать (F_{aq})₁, (F_{aq})₁ м. д. с. F_{aq} равна $F_{aq}/F_{B.6}$, причем F_{aq} вычисляется по (3-40). О расчете F_{aq} см. также § 24-3.

Для определения второго приближения x_{aq} — величины x_{aqh} используем характеристику холостого хода. В различных ее точках средняя проницаемость магнитопровода машины различна, причем μ уменьшается по мере увеличения E (рис. 23-16). Прямые, проведенные из начала коор-

инат через точки действительной хаактеристики холостого хода, COOTетствующие определенным значениям ., можно рассматривать как фиктивные арактеристики холостого хода, котоые имели бы место в условиях постоянтва данного значения μ. При μ = ∞ рямая практически совпадает с наальной частью действительной харакеристики холостого хода. Из рис. 23-16 идно, что прямая 1 определяется уравнением $E = k_{\mu H}F$, где $k_{\mu H} = AC/AB$ оэффициент насыщения при номинальюм напряжении. Аналогично уравнеие фиктивной характеристики для юбого конечного значения µ имеет



Рис. 23-16. Действительная (4) и фиктивные (1—3) характеристики холостого хода.

 $1 - \mu = \infty; 2 - \mu = \mu_1; 3 - \mu = \mu_2 < \mu_1.$

ид: $E = rac{k_{\mu H}}{k_{\mu}} F$, где k_{μ} — коэффициент насыщения для данного μ (например, для прямой $2k_{\mu} = AD/AB$).

Если сопротивление x_{aq} соответствует $\mu = \infty$, то зависимость между а. д. с. $E_{aq} = I_q x_{aq}$ и м. д. с. F_{aq} определяется прямой 1 на рис. 23-16 кли аналитическим выражением $I_q x_{aq} = k_{\mu H} F_{aq}$. Фиктивная характеритика для определения x_{aqH} проходит через точку действительной характеристики с абсциссой, равной $(F)_1$. Поэтому $I_q x_{aqH} = \frac{k_{\mu H}}{k_{\mu}} F_{aq}$, причем k_{μ} вычисляется для найденной фиктивной характеристики. Из полученных соотношений следует: $x_{aqH} = x_{aq}/k_{\mu}$.

Для найденного значения *х_{адн}* второй раз строится векторная диаграмма енератора, которая может считаться окончательной.

Для явнополюсной машины с насыщенным магнитопроводом, кроме жазанной, применяют и другие векторные диаграммы.

§ 23-6. Применение векторных диаграмм синхронных генераторов

Для расчета рабочих режимов синхронных генераторов следует испольовать векторные диаграммы, приведенные в § 23-5, в которые входит . д. с. от результирующего поля. Как показывает опыт, при решении адач, связанных с нахождением м. д. с. обмотки возбуждения при задансом напряжении явнополюсного генератора, для некоторого диапазона начений сов ф может быть использована диаграмма Потье, хотя теореически она справедлива только для неявнополюсных машин. Реальное насыщение магнитопровода мапины может быть отраже. и в диаграммах, полученных в предположении $\mu = \text{const}$ (§ 23-3, 23-4 Неудобство применения этих диаграмм для расчета режимов синхронни генераторов состоит в том, что при различных насыщениях машии (различных μ) необходимо вводить соответствующие им значения сопр тивлений x_a , x_{ad} , x_{aq} . (В дальнейшем будем говорить о ненасыщения значениях индуктивных сопротивлений x_a x_c x_{ad} , x_a , x_{aq} , ecnu об определены для ненасыщенного магнитопровода ($\mu = \infty$) и о насыщения их значениях, если они соответствуют $\mu \neq \infty$. В обозначениях последни введем донолнительный индекс «н»: x_{ah} , $x_{c.H}$, x_{adH} , x_{dH} , x_{aqH} , x_{qH} .) С увел чением насыщения, т. е. при уменьшении μ , указанные сопротивления уменьшаются.

Сопротивления x_{aH} , x_{adH} , x_{aqH} могут быть найдены с помощью фикти ных прямолинейных характеристик E = f(F) для данного μ , как бы показано выше в отношении сопротивления x_{aqH} . Однако при этом должн быть известны результирующие м. д. с. F, определяющие насыщение м шины, и действительная нелинейная зависимость E = f(F). Таким о разом, правильные значения сопротивлений $x_{c.H}$, x_{dH} , x_{qH} вычисляюто только после нахождения результирующих м. д. с., которые и испол зуются непосредственно в диаграммах § 23-5.

Соотношения, полученные в § 23-3, 23-4, оказываются полезными, к будет видно из дальнейшего, при определении электромагнитной мощност и момента синхронной машины. Кроме того, они удобны при описани синхронной машины с ненасыщенной магнитной цепью.

§ 23-7. Режимы генератора, двигателя, компенсатора

Режим генератора характеризуется совпадением по фазе активно составляющей тока якоря I_a и напряжения на зажимах обмотки машины lПри этом активная электрическая мощность, отдаваемая генераторо положительна и равна

$$P_2 = mUI\cos\varphi = mUI_a. \tag{23-3}$$

Из энергетических соотношений генератора (§ 5-3) следует, что электромагнитная мощность его должна быть положительна; она рави

$$P_{\rm PM} = mEI\cos\varphi_{\rm P},\tag{23-3}$$

где *Е* — э. д. с. от результирующего поля в зазоре машины.

При равенстве нулю активного сопротивления обмотки якоря

$$P_{\mathfrak{D}_{M}} = P_{\mathfrak{D}}.$$



Уис. 23-17. Векторные диаграммы неявнополюсной синхронной машины, активная ющность которой: а — равна нулю; б — положительна (геператор); в — отрицательна (двигатель).

Это соотношение было получено в § 5-3; оно вытекает и из векторных диарамм генератора при r = 0, так как разность векторов \dot{U} и \dot{E} в этом слуае равна \dot{E}_s , т. е. представляет вектор, перпендикулярный вектору тока l.

Рассмотрим машину неявнополюсного типа, включенную на сеть бесконечной мощности с напряжением \dot{U} . Пренебрежем сопротивлением r. Если поперечная ось машины совпадает с изображающим вектором напряжения \dot{U} , то угол $\theta = 0$. Нетрудно показать, что при $\theta = 0$ ток якоря вляется реактивным. Из (23-10) он при r = 0 равен

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}_0 - \dot{U}}{jx_c} = \frac{\Delta \dot{U}}{jx_c} \,. \tag{23-33}$$

Как видно из (23-33), ток \dot{I} всегда сдвинут относительно напряжения $\Lambda \dot{U}$ на 90°. Поэтому если \dot{U} совпадает с $\Delta \dot{U}$, что имеет место при $\theta = 0$, о фазовый угол сдвига тока \dot{I} и напряжения \dot{U} равен $\varphi = 90°$ (рис. 23-17, *a*). Сок якоря имеет продольный характер ($I_q = 0$). Аналогичный результат долучается и для явнополюсной машины.

В рассматриваемом режиме момент механической силы M_1 , под влияием которого ротор машины вращается с синхронной скоростью, равен соменту холостого хода M_0 , так как $P_2 = P_{_{2M}} = 0$. Увеличение момента M_1 до величины M'_1 приведет к ускорению ротора, так как в первый момен времени $M_{\mathfrak{M}} = 0$ и $J \frac{d\Omega}{dt} = M'_1 - M_0 > 0.$

При вращении ротора со скоростью выше синхронной на векторно диаграмме рис. 23-17, *a* ось *q* начнет передвигаться быстрее вектора *U* так как скорость вращения последнего равна угловой частоте сети, остак щейся неизменной. Между векторами \dot{E}_0 (осью *q*) и \dot{U} возникает угол (рис. 23-17, *б*). Из приведенной диаграммы видно, что при $\theta > 0$ обра зуется положительная (по отношению к \dot{U}) активная составляющая ток \dot{I}_a . Новый установившийся режим будет иметь место при таком значени угла θ , при котором

$$P_1 = P_2 + p_0 = P_{\rm PM} + p_0, \quad M_1' = M_{\rm PM} + M_0.$$

При этом машина, вращаясь с синхронной скоростью, работает генратором. Теперь представим, что в исходном режиме с $\theta = 0$ ($M_{_{2M}} = 0$) в вал машины прикладывается момент механической силы M_2 , действующи против направления вращения. В соответствии с уравнением момент непосредственно после этого возникает динамический момент, равны $J \frac{d\Omega}{dt} = -(M_2 + M_0) < 0$. Ротор машины начнет тормозиться; на вектор ной диаграмме рис. 23-17, *a* ось *q* будет постепенно отставать относительны вектора \dot{U} и образуется угол $\theta < 0$ (рис. 23-17, *e*). Из этого рисунка видно что при $\theta < 0$ возникает отрицательная (по отношению к \dot{U}) активна составляющая тока \dot{I}_a . Это значит, что машина теперь работает деигатилем, потребляя мощность из сети и совершая механическую работу, мон ность которой P_2 равна $M_2\Omega_1$. Постоянное значение угла θ в новом установившемся режиме определяется из уравнения

 $M_{\cdots} = M_{\circ} + M_{\circ}$

или

$$P_{\rm 2M} = P_2 + p_0. \tag{23-34}$$

Для нормальной работы электрических систем в определенных и точках необходимо иметь источники реактивной мощности. Для выработк реактивной мощности в известной мере используются синхронные гене раторы и двигатели. Наряду с этим применяются синхронные машинь специально предназначенные только для генерирования реактивной моп ности; они носят название с и н х р о н н ы х к о м п е н с а т о р о н У таких машин момент механических сил на валу равен нулю и активна мощность, необходимая для вращения синхронного компенсатора, покрь вается электрической сетью. Таким образом, с точки зрения направлени потока активной мощности синхронный компенсатор уподобляется дви
ателю, работающему вхолостую, т. е. при $M_2 = 0$. Из (23-34) следует, го электромагнитный момент и активная мощность компенсатора весьма галы, так как они определяются соответственно моментом и потерями солостого хода. А это значит, что синхронный компенсатор обычно рабоает с незначительными углами θ , и в первом приближении для него можно гринять $\theta \approx 0$.

Итак, режим генератора характеризуется положительными значениями угла θ , режим двигателя соответствует отрицательным углам θ и, наконец, синхронный компенсатор обычно работает при $\theta \approx 0$.

§ 23-8. Векторные диаграммы двигателя и компенсатора

Векторные диаграммы для двигательного режима синхронной машины утроятся в общем так же, как и для генераторного режима. Во всех слунаях работы машины двигателем угол θ имеет отрицательное значение, поэтому на векторных диаграммах двигателя вектор напряжения \dot{U} всегда упреждает поперечную ось q (рис. 23-17, θ). Для сохранения положительными значений электромагнитной мощности P_{3M} и электрической мощности чкоря P_1 в режиме двигателя, векторные диаграммы последнего обычно упреят на основе векторных уравнений напряжения генератора, в которых предварительно изменяют знаки тока и э. д. с., связанных с током (§ 5-6). Поскольку в этом случае активная составляющая тока якоря \dot{I}_a совпадает по фазе с \dot{U} , мощность $P_1 = mUI_a > 0$.

Таким образом, векторные уравнения напряжения двигателя при обособленном его исследовании, на основании (23-1), (23-2), (23-4), (23-10), (23-13), (23-20), принимают вид:

$$\dot{U} = \dot{E} - \dot{E}_s + \dot{I}r, \tag{23-35}$$

$$\dot{U} = \dot{E}_{a} - \dot{E}_{aq} - \dot{E}_{s} + \dot{I}r$$
(23-36)

для машины с насыщенной магнитной цепью и

$$\dot{U} = \dot{E}_{0} - \dot{E}_{a} - \dot{E}_{s} + \dot{I}r = \dot{E}_{0} + \dot{I}Z_{c}, \qquad (23-37)$$

$$\dot{U} = \dot{E}_{0} - \dot{E}_{ad} - \dot{E}_{aq} - \dot{E}_{s} + \dot{I}r = \dot{E}_{0} + j\dot{I}_{d}x_{d} + j\dot{I}_{q}x_{q} + \dot{I}r \qquad (23-38)$$

для машины, в которой можно принять μ = const.

При этом уравнения (23-35), (23-37) и (23-36), (23-38) относятся соответственно к неявно- и явнополюсной машинам.

Рис. 23-18 может служить иллюстрацией векторных диаграмм синхронного двигателя, построенных по уравнениям (23-37), (23-38) (при r=0).



Следует иметь в виду, что при переходе от уравнений напряжения си хронной машины, использованных для анализа режима генератора, к ура нениям вида (23-35) — (23-38) изменят знак не только активная, но и реа тивная мощность (§ 5-6).

Векторная диаграмма синхронного компенсатора является частны случаем соответствующей диаграммы синхронной машины, в которой сл дует положить $\theta \approx 0$.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ МОЩНОСТЬ, ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ И РЕАКТИВНАЯ МОЩНОСТЬ СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 24-1. Электромагнитная мощность (момент) неявнополюсного генератора с ненасыщенным магнитопроводом ($\mu = \infty$)

Электромагнитная мощность, развиваемая неявнополюсным синхронным генератором, может быть определена по общему выражению (5-45). Подставляя в него э.д. с. от результирующего поля $\dot{E} = \dot{E_0} + \dot{E_a}$, опуская в обозначении мощности индекс 1 и принимая модули \dot{E} и \dot{I} равными амплитудам э.д. с. и тока, получим:

$$P_{_{\Theta M}} = \frac{m}{2} \operatorname{Re} \left(\dot{E} \ddot{I} \right) = \frac{m}{2} \operatorname{Re} \left(\dot{E}_{_{0}}^{*} I \right),$$
 (24-1)

так как Re $(\dot{E}_a \overset{*}{I}) =$ Re $(-j \overset{*}{I} \dot{I} x_a) =$ Re $(-j I^2 x_a) = 0$. Комплекс тока \dot{I} из (23-10) равен

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}_0 - \dot{U}}{Z_c} = \frac{E_0 - \dot{U}}{r + jx_c}.$$
(24-2)

Совместим вещественную ось комплексной плоскости с поперечной осью машины q; тогда, как следует из диаграммы рис. 23-3,

$$\dot{E}_0 = \overset{*}{E}_0 = E_{0m} = \sqrt{2} E_0, \qquad \overset{*}{U} = U_m \varepsilon^{+j\theta} = \sqrt{2} U \left(\cos\theta + j\sin\theta\right).$$

Определяя из (24-2) сопряженный комплекс \tilde{I} , подставляя его в (24-1) и заменяя комплексы \dot{E}_0 , \ddot{E}_0 и \ddot{U} приведенными выше выражениями, будем иметь:

$$P_{\rm PM} = m \left[\frac{E_0^2 r}{r^2 + x_c^2} + \frac{E_0 U \left(x_c \sin \theta - r \cos \theta \right)}{r^2 + x_c^2} \right].$$
(24-3)

Выражению (24-3) можно придать и другую более удобную форму. Обозначая в прямоугольном треугольнике падений напряжения со сторонами, равными İZ_c, jİx_c, İr, угол между jİx_c и İZ_c через α_c, получим соотношения:

$$\frac{r}{z_c} = \sin \alpha_c, \qquad \frac{x_c}{z_c} = \cos \alpha_c.$$



не-

 $(\mu = const,$

характеристика

ратора

явнополюсного гене-

r = 0).

С их помощью (24-3) принимает вид:

$$P_{\rm PM} = m \frac{E_0^2}{z_{\rm c}} \sin \alpha_{\rm c} + m \frac{E_0 U}{z_{\rm c}} \sin (\theta - \alpha_{\rm c}). \quad (24-4)$$

При пренебрежении активным сопротивление цепи якоря (*r* = 0) электромагнитная мощность не явнополюсного генератора равна

$$P_{\rm PM} = m \; \frac{E_0 U}{x_{\rm c}} \sin \theta. \tag{24-3}$$

Таким образом, при неизменных значениях E_0 U электромагнитная мощность неявнополюсного с нератора является синусоидальной функцией угла Поскольку электромагнитная мощность, а следова тельно, и отдаваемая генератором мощность P_2 ог ределяются углом θ , последний называют у г л о

нагрузки. На рис. 24-1 представлена зависимость $P_{_{\rm PM}} = f(\theta)$. Е называют угловой характеристикой.

Как показывает элементарный анализ формул (24-4), (24-5), пр обычном соотношении параметров ($r^2 \ll x_c^2$) активное сопротивление цеп якоря увеличивает максимальное значение мощности $P_{_{\rm ЭМ}}$ и сдвигает ег в сторону бо́льших углов θ ($\theta > 90^\circ$).

Электромагнитный момент неявнополюсного генератора на основани (5-22), (24-4) при пренебрежении потерями в сердечнике якоря раве

$$M_{\mathfrak{M}} = \frac{m}{\Omega_1} \cdot \frac{E_0^2}{z_c} \sin \alpha_c + \frac{m}{\Omega_1} \cdot \frac{E_0 U}{z_c} \sin (\theta - \alpha_c). \tag{24-6}$$

В случае r = 0

$$M_{_{\rm PM}} = \frac{m}{\Omega_1} \cdot \frac{E_0 U}{x_c} \sin \theta. \tag{24-7}$$

Нетрудно получить выражение для электромагнитной мощности момента в относительных единицах. Для этого (24-4) или (24-5) следуе разделить на базисную мощность (§ 22-4) $S_5 = S_{\rm H} = m U_{\rm H} I_{\rm H} = m U_{\rm H}^{-2} / z_{\rm C}$ а (24-6), (24-7) на базисный момент $M_5 = S_5 / \Omega_1$. В результате получим при $r \neq 0$

$$P_{\rm PM} = \frac{E_0^2}{z_{\rm c}} \sin \alpha_{\rm c} + \frac{E_0 U}{z_{\rm c}} \sin \left(\theta - \alpha_{\rm c}\right), \qquad (24-8)$$

при r = 0

$$P_{\rm PM} = \frac{E_0 U}{x_{\rm c}} \sin \theta, \qquad (24-5)$$

$$\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{\partial}\boldsymbol{M}} = \boldsymbol{P}_{\boldsymbol{\partial}\boldsymbol{M}}.$$
 (24-10)

Как показывает (24-10), электромагнитная мощность и момент в относительных единицах численно равны друг другу.

Из полученных выражений видно, что электромагнитная мощность и момент неявнополюсной машины обращаются в нуль, если $E_0 = 0$. Таким образом, при отсутствии возбуждения неявнополюсная машина не развивает электромагнитной мощности.

§ 24-2. Электромагнитная мощность (момент) явнополюсного генератора с ненасыщенным магнитопроводом ($\mu=\infty$)

Для явнополюсного генератора э. д. с. от результирующего поля равна $\dot{E} = \dot{E}_{o} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq}$. Полагая, как и раньше, ось q совмещенной с по-ложительной вещественной осью комплексной плоскости и принимая во внимание (23-19), будем иметь:

$$\overset{*}{I} = \overset{*}{I}_{d} + \overset{*}{I}_{q} = I_{q} - jI_{d}, \\
\dot{E} = \dot{E}_{0} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} = \dot{E}_{0} - j\dot{I}_{d}x_{ad} - j\dot{I}_{q}x_{aq} = \dot{E}_{0m} + I_{d}x_{ad} - jI_{q}x_{aq}.$$

Подставляя полученные комплексы в общее выражение для электромагнитной мощности и беря вещественную часть, находим:

$$P_{_{\mathfrak{P}\mathfrak{M}}} = \frac{m}{2} \operatorname{Re} \left(\dot{E}\tilde{I} \right) = \frac{m}{2} \left[\left(E_{0\,m} + I_{d}x_{ad} \right) I_{q} - I_{d}I_{q}x_{aq} \right] = \frac{m}{2} \left[E_{0m}I_{q} + I_{d}I_{q} \left(x_{d} - x_{q} \right) \right], \quad (24\text{-}11)$$

так как, в силу (23-21), $x_{ad} - x_{aq} = x_d - x_q$. Определим электромагнитную мощность в виде функции напряжения U, э. д. с. от потока возбуждения E₀ (или напряжения, приложенного к обмотке возбуждения), параметров генератора и угла нагрузки θ . Для этого подставим в (24-11) выражения продольного и поперечного токов машины из (23-26), (23-27). Пренебрегая членом, пропорциональным r², ввиду его малости при обычных значениях параметров, после несложных преобразований получим:

$$P_{\Im M} = m \left[\frac{E_0 U}{x_d} \sin \theta + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta \right] + \Delta P_{\Im M r}, \qquad (24-12)$$

где составляющая электромагнитной мощности, пропорциональная активному сопротивлению цепи якоря генератора,

$$\Delta P_{\Im M r} = m \left\{ \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \left[\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} - \left(\frac{1}{x_q} + \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\theta \right] + \frac{E_0 U}{x_d x_q} \left(1 - 2\frac{x_q}{x_d} \right) \cos \theta + \frac{E_0^2}{x_d^2} \right\} r.$$
(24-13)

Электромагнитная мощность в относительных единицах $P_{\partial M}$, равная, как это было установлено в § 24-1, электромагнитному моменту в относительных единицах $M_{\partial M}$, получается делением (24-12) на базисную мощность $S_5 = mU_B^*/z_5$. В результате этой операции будем иметь:

$$\boldsymbol{P}_{_{\partial M}} = \boldsymbol{M}_{_{\partial M}} = \frac{E_0 U}{x_d} \sin \theta + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta + \Delta \boldsymbol{P}_{_{\partial M} r}, \qquad (24-14)$$

где

$$\Delta P_{\partial M r} = \left\{ \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \left[\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} - \left(\frac{1}{x_q} + \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\theta \right] + \frac{E_0 U}{x_d x_q} \left(1 - 2 \frac{x_q}{x_d} \right) \cos \theta + \frac{E_0^2}{x_d^2} \right\} r.$$
(24-15)

В отличие от машины неявнополюсного типа, в явнополюсной машине электромагнитная мощность и момент образуются даже при отсутствии возбуждения ($E_0 = 0$). Для этого случая в соответствии с (24-14) она равна (пренебрегая членом ΔP_{2007}):

$$P_{\rm PM} = M_{\rm PM} = \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta. \tag{24-16}$$

Физическое объяснение этому факту было дано в § 1-4, в при рассмотрении принципа действия синхронной машины.

Без возбуждения работают, нормально только специальные, так называемые р е а к т и в н ы е синхронные машины, имеющие обычно небольшую мощность. Для получения в них возможно большего электромагнитного момента специальными конструктивными мерами стремятся увеличить разницу в параметрах x_d и x_a .

В синхронных машинах нормального исполнения ($E_0 \neq 0$) основное значение имеет составляющая электромагнитной мощности, обусловленная потоком возбуждения. Отношение амплитуд мощности второй и первой гармонических угла θ при r = 0 в соответствии с (24-14) равно: $\frac{U}{2E_0} \left(\frac{x_d}{x_q} - 1\right)$. При нормальных значениях параметров явнополюсных машин $x_d/x_q \approx 1,5$. Если, кроме того, иметь в виду обычное соотношение $E_0 > U$, то получается, что амплитуда второй гармонической мощности не превышает 25% от амплитуды первой гармонической. При работе генератора на сеть с постоянным U через внешнее сопротивление $x_{\rm BH}$ разница между $1/x_d$ и $1/x_q$ становится менее заметной, так как в этом случае к сопротивлениям машины должно быть прибавлено внешнее сопротивление $x_{\rm BH}$ и влияние второй гармонической мощности не в случае включения машины непосредственно на сеть.

На рис. 24-2 приведена угловая характеристика $P_{_{\partial M}} = M_{_{\partial M}} = f(\theta)$ при постоянных значениях U и E_0 , построенная по (24-14) в предположении, что r = 0 ($\Delta P_{_{\partial M}r} = 0$).

Следует еще раз подчеркнуть, что формулы этого и предыдущего параграфов справедливы для любых схем включения обмоток якоря генератора (рис. 23-1) при условии, оговоренном в конце § 23-3.

§ 24-3. Электромагнитная мощность (момент) синхронного генератора с насыщенным магнитопроводом (µ = var)

Рассмотрим теперь, в какой степени изменятся полученные выражения электромагнитной мощности (момента), если учесть насыщение магнитопровода синхронной машины. Пренебрежем незначительным влиянием активного сопротивления цепи якоря, полагая r = 0.

а) НЕЯВНОПОЛЮСНАЯ МАШИНА

На рис. 24-3 представлена часть диаграммы неявнополюсной машины (рис. 23-14) — треугольник м. д. с., дополненная характеристикой холо-

ник м. д. с., дополненным жарактеристикой холостого хода (3), зависимостью E = f(F) и двумя фиктивными характеристиками E = f(F), справедливыми для машины, у которой проницаемость магнитопровода равна либо бесконечности (прямая 1), либо постоянному значению (прямая 2), соответствующему заданной результирующей м. д. с. *F*. При постоянстве μ формально можно рассматривать э. д. с. от отдельных м. д. с. *F*, F_a , F_b . При этом величины соответствующих э. д. с. м м. д. с. связаны аналитическим соотношением вида: $E = \frac{k_{\mu H}}{k_{\mu}} F$ (§ 23-5, в), где k_{μ} определяется для прямой 2 на рис. 24-3. На этом рисунке отмечены э. д. с. E и E_0 от м. д. с. *F* и F_b в машине с насыщенным магнитопроводом и э. д. с. E_{∞} и $E_{0\infty}$ от тех же м. д. с., но при $\mu = \infty$.

На рис. 24-3, б приведена часть векторной диаграммы неявнополюсного генератора с насыщенным магнитопроводом, содержащая векторы напряжения (см. рис. 23-12). При заданных U, I, φ она включает векторы, изображенные сплошными линиями. Эта диаграмма может быть дополнена э. д. с. E_0 и $E_a = Ix_{ah}$, причем образующийся треугольник э. д. с. E, E_a, E_0 должен быть подобным треугольнику м. д. с. F, F_a, F_B . В таком виде диаграмма на рис. 24-3, б полностью соответствует диаграмме



Рис. 24-2. Угловая характеристика явнополюсного генератора ($\mu = const$, r = 0).

1 — электромагнитная мощность, сбусловленная возуждением генератора; 2 — электромагнитная мощность, обусловленная магнитной несимметрией ротора; 3 — полная алектромагнитная мощность.



неявнополюсного генератора, полученной ранее при $\mu = \text{const}$ (§ 23-3). Поэтому можно воспользоваться выражением электромагнитной мощности (24-9), справедливым для данного случая, если подставить насыщенное значение синхронного сопротивления $x_{\text{с.н}} = x_{a\text{H}} + x_s$ (заметим, что сопротивление рассеяния обмотки якоря практически не зависит от насыщения магнитопровода машины):

$$\boldsymbol{P}_{_{\partial \mathrm{M}}} = \boldsymbol{M}_{_{\partial \mathrm{M}}} = \frac{E_0 U}{\boldsymbol{x}_{\mathrm{c. H}}} \sin \theta = \frac{E_0 U}{\boldsymbol{x}_{a \mathrm{H}} \left(1 + \frac{\boldsymbol{x}_s}{\boldsymbol{x}_{a \mathrm{H}}}\right)} \sin \theta.$$
(24-17)

По определению насыщенных и ненасыщенных значений сопротивлений (§ 23-5, 23-6), а также с помощью рис. 24-3, а будем иметь:

$$\frac{x_a}{x_{a\,\mathrm{B}}} = k_\mu = \frac{F}{F_\delta} = \frac{E_\infty}{E} = \frac{E_{0\,\infty}}{E_0}.$$
(24-18)

Подставляя последнее соотношение из (24-18) в (24-17), получим:

$$P_{\partial M} = M_{\partial M} = \frac{E_{0 \infty} U}{x_a \left(1 + \frac{x_s}{x_{a \text{ H}}}\right)} \sin \theta = \frac{E_{0 \infty} U}{x_c} k_p \sin \theta, \qquad (24-19)$$

где коэффициент, учитывающий влияние насыщения на амплитуду мощ-



Рис. 24-4. Коэффициенты k_{μ} (a) и k_{p} (б) в функции результирующей э. д. с. 1 — характеристика холостого хода; 2 — та же характеристика при $\mu = \infty$; 3 — $k_{\mu} = f$ (E).

ности, с учетом (24-18) равен

$$k_p = rac{x_c}{x_a \left(1 + rac{x_s}{x_{a \,
m H}}
ight)} = rac{1 + rac{x_s}{x_a}}{1 + rac{x_s}{x_a} k_\mu}.$$

В первом приближении коэффициент k_{μ} можно определять по фиктивной характеристике, которая проводится через точку характеристики холостого хода с координатами E_p , F (прямая 4 на рис. 24-3, a).

На основе нормальной характеристики холостого хода нетрудно построить зависимости k_{μ} , $k_p = \hat{f}(E)$ (или в виде функции F), пригодные для синхронных машин с подобной или близкой к ней характеристикой (рис. 24-4).

Максимальные значения x_s/x_a и k_{μ} для неявнополюсных машин составляют соответственно около 0,15 и 1,25—1,3. Поэтому коэффициент k_p обычно отличается от единицы не более чем на 3—4%.

Таким образом, с указанной максимальной погрешностью можно определять электромагнитную мощность и момент по формуле, полученной для машины с ненасыщенным магнитопроводом, т. е. полагая в (24-19) $k_p = 1,0$. Естественно, что э. д. с. $E_{0\infty}$ в (24-19) должна быть определена для тока возбуждения машины, найденного с учетом насыщения.

6) ЯВНОПОЛЮСНАЯ МАШИНА

Допустим, что для машины с насыщенным магнитопроводом известн э. д. с. E_d от результирующего поля по продольной оси и м. д. с. обмотк возбуждения $F_{\rm B}$. Э. д. с. E_d определяет насыщение магнитопровода про дольным магнитным потоком. Откладывая ее на кривой $E_d = f$ (F_d получаем точку, через которую проходит фиктивная характеристика хо лостого хода машины для этого магнитного состояния (прямая 2 н рис. 24-5). С помощью характеристики находим фиктивные э. д. с.: H(от м. д. с. $F_{\rm B}$) и $E_{ad} = I_d x_{adH}$ (от м. д. с. F_{ad}). Соответствующие э. д. с. в машине с ненасыщенным магнитопроводом могут определяться по пря мой 1, построенной для случая $\mu = \infty$.

По определению насыщенных и ненасыщенных значений сопротивлени (§ 23-5, 23-6), а также с помощью рис. 24-5, аналогичного рис. 24-3, для неявнополюсной машины, будем в рассматриваемом случае иметн

$$\frac{x_{ad}}{x_{ad H}} = k_{\mu d} = \frac{E_{0\infty}}{E_0},$$

где $k_{\mu d} = F_d / F_{\delta}$ вычисляется для прямой 2.

Соотношение ненасыщенного и насыщенного сопротивлений реакция якоря по поперечной оси рассматривалось в § 23-5, в. Обозначим его тепер для удобства $k_{\mu q}$. Этот коэффициент насыщения вычисляется для прямо 5 на рис. 24-5, проведенной через точку характеристики холостого ход (кривая 3) с абсциссой, равной $F = F_d + F_{aq}$.

Заменяя в машине с насыщенным магнитопроводом э. д. с. E_d от продольного поля алгебраической суммой фиктивных э. д. с. E_0 и $E_{ad} = I_d x_{adh}$ и определяя э. д. с. от поперечного поля в виде $I_q x_{aqh}$, получих векторную диаграмму, внешне ничем не отличающуюся от диаграмми ненасыщенного явнополюсного генератора. Поэтому для генератора с на сыщенным магнитопроводом справедливо выражение электромагнитной мощности (24-14), если под E_0 понимать э. д. с., отмеченную на рис. 24-5 а в качестве синхронных сопротивлений подставлять их насыщенным значения $x_{d\,H} = \frac{x_{ad}}{k_{\mu d}} + x_s$, $x_{q\,H} = \frac{x_{aq}}{k_{\mu q}} + x_s$. Полагая в (24-14) $\Delta P_{_{9MT}} = 0$

поскольку пренебрегаем влиянием r, будем иметь:

$$P_{_{\partial M}} = M_{_{\partial M}} = \frac{E_0 U}{x_{d\,H}} \sin \theta + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_{qH}} - \frac{1}{x_{d\,H}} \right) \sin 2\theta.$$
(24-20)



Введем в (24-20) ненасыщенные значения сопротивлений и э.д.с. $E_{0\infty}$, обусловленную действительной м.д.с. обмотки возбуждения $F_{\rm B}$ в машине с ненасыщенным магнитопроводом; тогда выражение для электромагнитной мощности примет вид:

$$\boldsymbol{P}_{\partial M} = \boldsymbol{M}_{\partial M} = \frac{E_{0\infty}U}{\boldsymbol{x}_d} k_{pd} \sin \theta + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{\boldsymbol{x}_q} - \frac{1}{\boldsymbol{x}_d}\right) k_{pdq} \sin 2\theta, \qquad (24-21)$$

где коэффициенты, учитывающие влияние насыщения машины на амплитуды первой и второй гармонических мощности, получаются из сравнения (24-20) и (24-21):

$$\begin{split} k_{pd} = & \frac{E_0}{E_{0\infty}} \cdot \frac{x_d}{x_{d\,\mathrm{H}}} = & \frac{1}{k_{\mu d}} \cdot \frac{x_{ad} \left(1 + \frac{x_s}{x_{ad}}\right)}{x_{ad\,\mathrm{H}} \left(1 + \frac{x_s}{x_{ad\,\mathrm{H}}}\right)} = & \frac{1 + \frac{x_s}{x_{ad}}}{1 + \frac{x_s}{x_{ad}} k_{\mu d}};\\ k_{pd\,q} = & \left(\frac{1}{x_{q\,\mathrm{H}}} - \frac{1}{x_{d\,\mathrm{H}}}\right) : \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right). \end{split}$$

Поскольку

$$\frac{1}{x_{d \mid \mathrm{H}}} = \frac{k_{\mu d}}{x_{ad} \left(1 + \frac{x_s}{x_{ad \mid \mathrm{H}}}\right)} = \frac{1}{x_d} \cdot \frac{x_{ad} \left(1 + \frac{x_s}{x_{ad}}\right) k_{\mu d}}{x_{ad} \left(1 + \frac{x_s}{x_{ad}} k_{\mu d}\right)} = \frac{k_{pd} k_{\mu a}}{x_d}$$

и аналогично

$$rac{1}{x_{q\, extsf{h}}} = rac{k_{pq}k_{\mu q}}{x_{q}},$$
 где $k_{pq} = rac{1 + rac{x_{s}}{x_{aq}}}{1 + rac{x_{s}}{x_{aq}}},$

то окончательно имеем:

$$k_{pdq} = \frac{k_{pq}k_{\mu q} - \frac{x_q}{x_d}k_{pd}k_{\mu d}}{1 - \frac{x_q}{x_d}}.$$

В первом приближении коэффициент $k_{\mu d}$ можно определять по фиктивной характеристике, которая проводится через точку характеристики холостого хода с абсциссой, равной F_d (прямая 4 на рис. 24-5). Тогда для машин, у которых характеристика холостого хода близка к нормальной коэффициенты $k_{\mu d}$, $k_{p d}$ можно найти с помощью кривых рис. 24-4, на котором вместо E_p и x_s/x_a следует подставлять величины E_{dp} и x_s/x_{ad} . Этим же рисунком можно воспользоваться и для определения коэффициентов $k_{\mu q}$, k_{pq} , понимая под E э. д. с., соответствующую по характеристике холостого хода м. д. с. F (рис. 24-5), а вместо x_s/x_a подставляя x_s/x_{aq} .

Для явнополюсных машин с нормальной характеристикой холостого хода вычисление электромагнитной мощности в предположении $k_{pd} = k_{pda} = 1,0$ дает максимальную погрешность порядка 5—10%.

в) РАСЧЕТ УГЛОВОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ $P_{\rm BM}=f_{\rm c}(\theta)$

Построение угловой характеристики зависит от условий режима работы генератора. Так, если машина работает при определенных значениях напряжения U и коэффициента мощности соз φ , то, задаваясь различными величинами тока якоря I, вычисляют $P_{_{\rm ЭM}} \approx UI \cos \varphi$, из векторной диаграммы определяют угол θ и получают искомую зависимость $P_{_{\rm ЭM}} = f(\theta)$.

Более общим является случай, когда варьируется угол θ и угловая характеристика строится для заданных значений напряжения U и тока возбуждения (или э. д. с. $E_{0\infty}$), так как последний может быть определен для различных условий работы генератора (различных режимов возбуждения, в частности зависящих от угла нагрузки θ). Именно этот случай и рассматривается ниже применительно к явнополюсному генератору, для которого расчет мощности без поправочных коэффициентов на насыщение может дать заметную погрешность. Активным сопротивлением цепи якоря генератора пренебрегается.

Коэффициенты k_{pd} , k_{pdg} зависят от коэффициентов насыщения $k_{\mu d}$, $k_{\mu a}$, которые являются функциями соответственно м. д. с. F_d и $F_d + F_{aa}$.

Для определения м. д. с. F_d найдем связанную с ней характеристикой холостого хода э. д. с. E_{dp} . Из диаграммы генератора (рис. 23-15, б) при r = 0

$$E_{d p} = U\cos\theta + Ix_{p}\sin(\theta + \varphi) = U\cos\theta + x_{p}(I_{a}\sin\theta + I_{r}\cos\theta), \qquad (24-22)$$

где I_a, I_r — активная и реактивная составляющие тока якоря.

По определению поперечного тока машины

$$I_q = I\cos\left(\theta + \varphi\right) = I_a\cos\theta - I_r\sin\theta.$$
(24-23)

Из диаграммы рис. 23-15, б с учетом насыщения

$$I_q = \frac{U\sin\theta}{x_{q B}}, \qquad (24-24)$$

Из (24-23), (24-24) находим:

$$I_r = \frac{I_a \cos \theta - \frac{U \sin \theta}{x_{q \text{ H}}}}{\sin \theta}.$$
 (24-25)

Подстановка (24-25) и тока $I_a = P_2/U = P_{_{\rm ЭМ}}/U$ в (24-22) с учетом (24-21) приводит к такому результату:

$$E_{d p} = \left(1 - \frac{x_p}{x_{q H}}\right) U \cos \theta + x_p \left[\frac{E_{0 \infty}}{x_d} k_{pd} + U\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right) k_{pdq} \cos \theta\right]. \quad (24-26)$$

Для данной величины E_{dp} находим м. д. с. F_d (с помощью характеристики холостого хода) и коэффициенты $k_{\mu d}$, k_{pd} (по кривым рис. 24-4). Для определения $k_{\mu q}$, k_{pq} из рис. 24-4 предварительно вычисляем: I_q по (24-24); м. д. с. F_{aq} по соотношению, полученному в § 23-5, в: $F_{aq} =$ $=\frac{x_{aq}}{k_{\mu\,\mathrm{H}}}I_q;$ м. д. с. $F=F_d+F_{aq}$. Наконец, производится расчет коэффициента k_{pda}. Вычисления приходится выполнять последовательными приближениями, причем в первом из них $x_{qh} = x_q$ и при определении E_{dp} принимаем $k_{pd} = k_{pdq} = 1,0$. Обычно можно ограничиться вторым приближением.

Пример. Явнополюсный генератор работает на сеть с неизменным напряжением U = 4,0. Параметры генератора: $x_d = 0.8$; $x_q = 0.52$; $x_s = 0.12$; $x_p = 0.18$. Рассчитаем угловую характеристику, полагая r = 0.

1. Машина с ненасыщенным магнитопроводом. Мощность рассчитывается по (24-21), в котором следует положить $k_{pd} = k_{pdg} = 1,0$:

$$P_{_{\rm PM}} = 1,25 E_{0\,\infty} \sin \theta + 0,34 \sin 2\theta. \tag{24-27}$$



Рис. 24-6. Угловые характеристики явнополюсного генератора при постоянстве тока

 $1 - \mu = \infty$; 2 - с учетом насыще-

2. Машина с насыщенным магнитопроводом $(k_{\mu H} = 1,12)$. Произведем расчет для $\theta = 30^{\circ}$ и $E_{0\infty}^{+} = 1, 6.$

Первое приближение: $x_{qH} = 0.52$. По (24-26), при $k_{pd} = k_{pdq} = 1,0, E_{dp} = (1-0,18/0,52) \times \times 0.866 + 0,18$ [1,6/0,8 + (1/0,52 - 1/0,8) $\cdot 0.866$] = 1,03. Для этой э. д. с. по нормальной характеристике холостого хода $F_d = 1,05$, а по рис. 24-4 при $x_s/x_{ad} = 0.12/0.68 = 0.177$ значение $k_{ad} =$ $= 1,14; k_{pd} = 0,98.$

Согласно (24-24), I_q = 0,5/0,52 = 0,962. Далее, 0,4 $F_{aq} = \frac{33^2}{1.12} \cdot 0.962 = 0.34.$ F = 1.05 + 0.34 = 1.39.Этой м. д. с. соответствует э. д. с. E = 1,17. Для нее по рис. 24-4 при $x_s/x_{aq} = 0,12/0,4 = 0,3$ имеем: $k_{\mu q} = 1,3; k_{pq} = 0,935$. Коэффициент $k_{pdq} = (0,935 \times 0.52)$ $\times 1,3 - \frac{0.52}{0.8} \cdot 0.98 \cdot 1.14$: $(1 - \frac{0.52}{0.8}) = 1.39$.

Второе приближение: $x_{qH} = \frac{4,0}{4,3} +$ возбуждения. $\mu = \infty$; 2 - c учетом насыше. ния. $\mu = \infty$; 2 - c учетом насыше. $\mu = \infty$; 2 - c учетом насыше. $\mu = 0, 12 = 0,428$; $E_{dp} = 1,003$ (при $k_{pd} = 0,98$ и $k_{pdq} = 1,39$); $F_d = 1,0$; $k_{\mu d} = 1,12$; $k_{pd} = 0,98$; $I_q = 1,17$; $F_{aq} = 0,42$; F = 1,42; $k_{\mu q} = 1,34$; $k_{pq} = 0,93$; $k_{pdq} = 1,515$. T ретье приближение: $k_{pd} = 0,98$; $k_{pdq} = 1,51$. Мощность по (24-21) $P_{\partial M} = \frac{1.6}{0.8} \cdot 0,98 \cdot 0,5 + 0,5 \left(\frac{1}{0.52} - \frac{1}{0.8}\right) \cdot 1,51 \cdot 0,866 = 1,423$.

Для этих же значений $E_{0\infty}$ и θ в ненасыщенной машине мощность в соответствии с (24-27) равна $P_{3M} = 1,25 \cdot 1,6 \cdot 0,5 + 0,34 \cdot 0,866 = 1,294.$

На рис. 24-6 приведены угловые характеристики, рассчитанные по указанной методике.

Следует иметь в виду, что различие в угловых характеристиках синхронных генераторов, построенных с учетом и без учета насыщения, определяется не только величинами коэффициентов k_p, k_{pd}, k_{pdq} , но и значением тока возбуждения (или $E_{0\infty}$). Последний для заданного режима в насыщенной и ненасыщенной машинах будет различным.

§ 24-4. Электромагнитная мощность (момент) синхронного двигателя

В предыдущей главе было показано, что при переходе машины из генераторного режима в двигательный изменяется знак угла θ. Поэтому выражения электромагнитной мощности (момента), полученные ранее для генератора, справедливы и для двигателя, если в них подставлять отрицательное значение угла θ . При r = 0 это приводит к отрицательным значениям мощности P_{am} при любых величинах угла θ в двигательном режиме. Так, для неявнополюсного синхронного двигателя на основании (24-8) электромагнитная мощность

$$P_{_{\rm PM}} = \frac{E_0^2}{z_{\rm c}} \sin \alpha_{\rm c} - \frac{E_0 U}{z_{\rm c}} \sin (\theta + \alpha_{\rm c}),$$

если считать, как и для генератора, $\theta > 0$.

Для получения положительной электромагнитной мощности в двигательном режиме, полагая при этом $\theta > 0$, достаточно приведенное выражение $P_{\rm PM} = f(\theta)$ умножить на -1; тогда будем для двигателя иметь:

$$P_{\rm PM} = -\frac{E_{\theta}^2}{z_{\rm c}} \sin \alpha_{\rm c}^2 + \frac{E_{\theta}U}{z_{\rm c}} \sin (\theta + \alpha_{\rm c}), \qquad (24-28)$$

а при r = 0

$$\boldsymbol{P}_{\rm PM} = \frac{E_0 U}{x_{\rm c}} \sin \theta. \tag{24-29}$$

Из сравнения (24-8) и (24-28) видно, что если в двигательном режиме желательно сохранить положительный знак у мощности $P_{_{\rm PM}}$, полагая вместе с тем $\theta > 0$, необходимо в выражениях $P_{_{\rm PM}} = f(\theta)$, полученных для генератора, изменить знак у членов, содержащих активное сопротивление r. При r = 0 формулы $P_{_{\rm PM}} = f(\theta)$ оказываются в этом случае совершенно одинаковыми для двигательного и генераторного режимов. Разумеется, это относится в одинаковой мере к неявно- и явнополюсным машинам.

§ 24-5. Реактивная мощность синхронной машины

Получим выражение реактивной мощности синхронной машины $Q = mUI \sin \varphi$ в функции угла нагрузки θ . Ограничимся случаем машин с ненасыщенной магнитной цепью и пренебрежем сопротивлением r. Будем считать, что синхронная машина имеет явнополюсное исполнение. Сопряженный комплекс \mathring{I} был определен в § 24-2: $\mathring{I} = \mathring{I}_{q} + \mathring{I}_{d} = I_{q} - jI_{d}$. Комплекс $\dot{U} = \dot{E}_{0} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{s} = E_{0m} - j\dot{I}_{d}x_{d} - j\dot{I}_{q}x_{q} = E_{0m} + I_{d}x_{d} - jI_{q}x_{q}$. Подставляя эти выражения \dot{U} и \mathring{I} в общее выражение для реактивной мощности, найдем:

$$Q = \frac{m}{2} \operatorname{Im} (\dot{U}I) = -\frac{m}{2} (E_{0m}I_d + I_d^* x_d + I_q^* x_q).$$
(24-30)

Используя выражения I_d , $I_q = (23-26)$, (23-27), в которых следует положить r = 0, получим вместо (24-30):

$$Q = m \frac{E_0 U}{x_d} \cos \theta - m \frac{U^2}{2} \left[\left(\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_q} \right) - \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\theta \right].$$
 (24-31)



Рис. 24-7. Угловые характеристики реактивной мощности явно- (а) и неявнополюсной (б) машин.

$$\begin{array}{l} 1 - E_0 = 0.5; \quad 2 - E_0 = 1.0; \quad 3 - E_0 = 1.5; \quad 4 - E_0 = 2.5; \quad U = 1.0; \quad x_d = 1.0; \quad x_q = 0.7; \quad x_c = 2.0. \end{array}$$

Реактивная мощность в относительных единицах $Q = Q/S_6$ равна на основании (24-31):

$$Q = \frac{E_0 U}{x_d} \cos \theta - \frac{U^2}{2} \left[\left(\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_q} \right) - \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\theta \right].$$
(24-32)

Для неявнополюсной синхронной машины формула для реактивной мощности может быть получена аналогичным образом. Однако такую машину удобно рассматривать как частный случай машины явнополюсной, полагая $x_d = x_q = x_c$. Поэтому в соответствии с (24-32) реактивная мощность неявнополюсной машины равна

$$Q = \frac{E_0 U}{x_c} \cos \theta - \frac{U^2}{x_c}.$$
 (24-33)

На рис. 24-7 приведены угловые характеристики реактивной мощности $Q = f(\theta)$ для неявно- и явнополюсной машин.

Выражения (24-32), (24-33) показывают, что реактивная мощность является четной функцией угла θ , т. е. изменение знака угла θ не приводит к изменению знака реактивной мощности.

> Следовательно, п в генераторном, и в двигательном режимах при одних и тех же величинах э. д. с. E_0 и угла θ мощность Q будет иметь одинаковый знак.

Из полученных выражений для Q также видно, что перемена знака реактивной мощности связана с соотношением E_0 и U и с величиной угла нагрузки θ . Так, для неявнополюсной машины знак реактивной мощности определяется знаком выражения $E_0 \cos \theta$ — — U. При заданной величине угла нагрузки θ реактивная мощность будет положительной только в случае, если $E_0 > U$.

Для определения характера реактивной мощности при различных нагрузках (Рэм) генератора или двигателя целесообразно построить зависимость $\dot{P}_{\text{PM}} = f(Q)$.

Положим r = 0 и для удобства записи заменим в формулах, относящихся к неявнополюсной машине, синхронное сопротивление x_c равнозначным ему синхронным сопротивлением по продольной оси x_d. Из выражений (24-9) и (24-33) найдем:

$$\left(Q + \frac{U^2}{x_d}\right)^2 + P_{\partial M}^2 = \left(\frac{E_0 U}{x_d}\right)^2,$$
 (24-34)

$$\frac{P_{\partial M}}{Q + \frac{U^2}{x_d}} = \operatorname{tg} \theta. \tag{24-35}$$

Кроме того, как известно,

$$\frac{Q}{P} = \frac{Q}{P} = \operatorname{tg} \varphi,$$

а в нашем случае (r = 0)

$$\frac{Q}{P_{\rm PM}} = \operatorname{tg} \varphi. \tag{24-36}$$

Графики уравнения (24-34) на плоскости Q, Р_{эм} представляют для различных постоянных значений E₀(*i*_в) окружности с координатами центра, равными — U^2/x_d , 0.

На рис. 24-8, а представлена диаграмма $P_{\partial M} = f(Q)$ для нескольких значений $E_0 = \text{const}$ и для одного случая указаны углы θ и φ , определяемые на основании (24-35) и (24-36).

Диаграмма $P_{\text{вм}} = f(Q)$ для явнополюсной машины может быть получена с помощью выражений (24-32) и (24-14). Полагая в (24-14) r = 0, будем иметь:

$$\boldsymbol{P}_{\scriptscriptstyle \partial M} = A\sin\theta + B\sin\theta\cos\theta, \qquad (24-37)$$

где

$$A = \frac{E_0 U}{x_d}, \qquad B = U^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)$$

Выражение (24-32) представим в такой форме:

$$Q = A\cos\theta + B\cos^2\theta - C, \qquad (24-38)$$

где $C = U^2/x_a$.

Используя комплексную плоскость, определим комплекс $Q + jP_{\partial M}$, который, как это следует из (24-37), (24-38), равен

$$Q + i \mathbf{P}_{\text{BM}} = -C + (A + B\cos\theta) \,\varepsilon^{j\theta}, \qquad (24-39)$$

что представляет собой уравнение улитки Паскаля.



Рис. 24-8. Диаграммы $P_{\partial M} = f(Q)$ неявнополюсной (a) и явнополюсной (б) машин при постоянных значениях тока возбуждения.

На рис. 24-8, б показан график $P_{_{3M}} = f(Q)$ для явнополюсной машины и нанесены углы θ и φ , определяемые на основании (24-35) и (24-36). Приведенные диаграммы охватывают все режимы синхронной машины: генератора ($\theta > 0$), двигателя ($\theta < 0$) и компенсатора ($\theta \approx 0$). Пунктирные линии на рис. 24-8 проходят через точки кривых $P_{_{3M}} = f(Q)$, соответствующие максимуму $P_{_{3M}}$. Отметим, что если на диаграммах $P_{_{3M}} = f(Q)$ совместить с осью $P_{_{3M}}$ вектор напряжения на зажимах машины \dot{U} , то вектор полной мощности $S = P_{_{3M}} - jQ$ в определенном масштабе определяет вектор тока \dot{I} .

РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

§ 25-1. Общие замечания

Простейшей рабочей схемой синхронного генератора является блочная схема генератор-нагрузка (рис. 23-1, a), при которой только одна рассматриваемая машина работает на заданные сопротивления нагрузки $r_{\rm Hr}$, $x_{\rm Hr}$. Подобная схема работы синхронного генератора на автономную нагрузку наиболее часто встречается у машин сравнительно небольшой мощности.

Синхронные генераторы средней и большой мощности, как правило, являются элементами сложной электрической системы. Часть такой системы, содержащая три генератора 1, 2, 3, две нагрузки $Z_{\rm Hr1}$, $Z_{\rm Hr2}$ и ряд сопротивлений, замещающих на схеме устройства преобразования и

передачи электрической энергии, представлена на рис. 25-1, а. Источники 1, 2, 3 на этом рисунке могут представлять целые электрические станции и являться по существу группами параллельно включенных сингенераторов. Такое хронных включение машин неизбежно, если максимальная мощность, передаваемая от станции по линии электропередачи, превышает наибольшую возможную мощность отдельного генератора.

Однако и во многих других случаях экономически целесообразно вырабатывать электрическую энергию с помощью ряда параллельно включенных синхронных генераторов. Их количество и номинальная мощность при строительстве станций определяются с помощью технико-



Рис. 25-1. Схемы включения синхронных генераторов: *а* — в сложной сети; *б* — при работе на сеть бесконечной мощности через внешнее сопротивление; *в* — то же, при отсутствии внешнего сопротивления; *г* — при работе двух генераторов сонзмеримой мощности на общую нагрузку.

экономических расчетов. Отметим, что параллельное включение генераторов имеет важное значение с точки зрения обеспечения работы агрегатов с наибольшим коэффициентом полезного действия и более гибко решает проблему резерва мощности при вынужденном отключении отдельных машин.

Часто сложная схема включения синхронных генераторов, изображенная на рис. 25-1, *a*, может быть упрощена. Если, например, анализировать режимы работы генератора *l*, мощность которого во много раз меньше мощности остальной системы, то можно принять, что напряжение и частота в месте присоединения генератора к системе остаются неизменными, несмотря на изменение режима рассматриваемой машины.

Идеализируя рассматриваемый случай, будем считать, что генератор работает на сеть бесконечной мощности представлена лельной работы генератора с сетью бесконечной мощности представлена на рис. 25-1, б При небольшой величине сопротивления Z = r + jx, включенного между генератором и сетью, его можно отнести к сопротивлениям якоря генератора и рассматривать простейшую схему параллельной работы генератора (рис. 25-1, в). При значительной величине сопротивления Z (например, линия электропередачи большой протяженности) оно обусловливает некоторую специфику в режимах работы синхронного генератора и схема рис. 25-1, б должна рассматриваться особо.

Совместная (параллельная) работа синхронных генераторов имеет ряд важных особенностей по сравнению с работой генератора на автономную нагрузку: 1) возможность перераспределения реактивной и активной мощностей между отдельными генераторами и возникающие на этой основе режимы регулирования мощности; 2) появление проблемы устойчивости работы генераторов; 3) необходимость режима включения генераторов на параллельную работу (см. гл. 27).

Ниже основное внимание уделяется параллельной работе генератора непосредственно с сетью бесконечной мощности (рис. 25-1, в). На этой схеме наиболее отчетливо можно составить представление о рабочих свойствах параллельно включенных синхронных генераторов. Специфика параллельной работы генераторов и нагрузок соизмеримой мощности будет рассмотрена на примере работы двух генераторов на общую нагрузку (рис. 25-1, г).

§ 25-2. Работа генератора на автономную нагрузку

Пусть генератор работает на нагрузку в виде сопротивления $r_{\rm HF}$, $x_{\rm HF}$ (рис. 23-1, *a*). Для такой схемы коэффициент мощности генератора соя φ всегда равен коэффициенту мощности нагрузки соя $\varphi_{\rm HF}$, т. е. определяется исключительно соотношением сопротивлений $r_{\rm HF}$, $x_{\rm HF}$. Если при изменении

сопротивления нагрузки ток возбуждения генератора не регулируется, то напряжение на зажимах не остается постоянным. Оно изменяется в соответствии с так называемыми в н е ш н и м и х а р актеристиками генератора, представляющими семейство зависимостей U = f(I) для различных значений соз ф при заданной величине тока $i_{\rm p}$.

Рассматривая в первом приближении машину с ненасыщенной магнитной цепью, можно получить аналитическое выражение внешних характеристик.

Пусть машина имеет неявнополюсный ротор. Пренебрежем *r* ввиду его обычной малости. На рис. 25-2 представлена векторная диаграмма такого генератора. Из этой диаграммы следуют очевидные соотношения:

$$I = \frac{E_0}{\sqrt{r_{\rm HF}^2 + (x_{\rm HF} + x_{\rm c})^2}},$$
 (25-1)

$$U = E_0 \left[\sqrt{\frac{r_{\rm Hr}^2 + x_{\rm Hr}^2}{r_{\rm Hr}^2 + (x_{\rm Hr} + x_{\rm c})^2}} \right], \qquad (25-2)$$

$$\cos \varphi = \frac{r_{\rm HF}}{\sqrt{r_{\rm HF}^2 + x_{\rm HF}^2}} = \frac{\rho_{\rm HF}}{\sqrt{1 + \rho_{\rm HF}^2}},$$
 (25-3)

$$\sin \varphi = \frac{x_{\rm HF}}{\sqrt{r_{\rm HF}^2 + x_{\rm HF}^2}} = \frac{1}{\pm \sqrt{1 + \rho_{\rm HF}^2}}$$
(25-4)

(знаки плюс и минус соответствуют индуктивной и емкостной нагрузкам), где $\rho_{\rm HF} = r_{\rm HF}/x_{\rm HF}$.

При емкостном характере нагрузки сопротивление нагрузки *х*_{нг} имеет отрицательный знак.

Делением (25-1) на (25-2) найдем:

$$x_{\rm Hr} = \frac{U}{\pm I \,\sqrt{1 + \rho_{\rm Hr}^2}}.$$
 (25-5)

Возведя, далее, уравнение (25-1) в квадрат и подставив в него выражение $x_{\rm Hr}$ из (25-5), получим после простых преобразований с учетом (25-4):

$$\left(\frac{U}{E_0}\right)^2 + 2\sin\varphi \left(\frac{U}{E_0}\right) \left(\frac{I}{E_0}\right) + \left(\frac{I}{E_0}\right)^2 = 1. \quad (25-6)$$

Уравнение (25-6), связывающее переменные U/E_0 и $\frac{I}{E_0/x_c}$, есть уравнение эллипса с полуосями, равными $\sqrt{1/(1+\sin \varphi)}$, $\sqrt{1/(1-\sin \varphi)}$



Рис. 25-2. Векторная диаграмма неявнополюсного генератора, работающего на нагрузочное сопротивление.



и наклоненными под углом 45° к координатным осям U/E_0 , $\frac{I}{E_0/x_c}$. Внешние характеристики генератора определяются частьк этих эллипсов, расположенной в первом квадранте (рис. 25-3). Они могут быть построены также по аналитическому выражению, полученному решением (25-6) относительно переменной U/E_0 :

$$\frac{U}{E_0} = -\frac{I}{\frac{E_0}{x_c}}\sin\varphi \pm \sqrt{1 - \left(\frac{I}{\frac{E_0}{x_c}}\right)^2 \cos^2\varphi}.$$
(25-7)

Рис. 25-3. Обобщенные внешние характеристики неявнополюсного генератора. Зависимости $\frac{U}{E_0} = f\left(\frac{I}{E_0/x_c}\right)$ являются обобщенными; при известных значениях E_0 , x_c можно определить внешние характеристики генератора U = f(I).

Как видно из рис. 25-3, при емкостной нагрузке генератора напряжение на его зажимах при увеличении нагрузки в некотором диапазоне растет. Это обусловлено намагничивающим характером продольной реакции якоря в генераторе при указанном виде нагрузки.

Если постоянная по величине э. д. с. $E_0 > 1,0 \div 1,1$, то изменение напряжения U с увеличением тока нагрузки I (особенно для емкостной нагрузки) правильнее определять с учетом насыщения магнитной цепи генератора. Для неявнополюсного генератора внешние характеристики



Рис. 25-4. К графическому определению напряжения неявнополюсного генератора с насыщенной магнитной ценью (диаграмма Потье).

U = f(I) с учетом насыщения могу: быть построены с помощью диаграммы Потье (§ 23-5).

Пусть при заданных значениях токов возбуждения и якоря *i*_в, *I* и соз ф требуется определить напряжение на зажимах генератора *U*.

В основу графического определения U положим диаграмму Потье представленную в удобной форма (рис. 25-4). Будем считать, как и ранее, что r = 0. Прежде всего заготавливается характеристика холостого хода с нанесенными вертикальными прямыми (рис. 25-5, *a*). Затем на

прозрачной бумаге делается следующее вспомогательное построение. Из произвольной точки A (рис. 25-5, δ) подуглом φ к вертикали AB откладывается отрезок AO', равный м. д. с. якоря F_a . Из точки O', как из центра описывается дуга окружности RR', радиус которой равен $F_{\rm B}(i_{\rm B})$. Влево от вертикали AB на расстоянии, равном $Ix_p \cos \varphi$, проводится параллельная прямая CD. На рис. 25-5, δ м. д. с. и напряжение должны откладываться в таком же масштабе, что и на рис. 25-5, a.

Далее прозрачная бумага с указанным построением накладывается на характеристику холостого хода так, чтобы точка О характеристики располагалась на дуге RR', а ось абсцисс $OF_{\rm B}$ проходила через точку А. При этом находят такое положение вспомогательного построения относительно характеристики холостого хода, чтобы последняя пересекала отрезок CD в точке G, лежащей на прямой GA, параллельной оси ординат OE_0 (рис. 25-5, в). Тогда OA = F; $AG=E_{
m n}$. Если теперь из точки Gопустить перпендикуляр на АО' до пересечения с прямой АВ (точка Н на рис. 25-5 в), то отрезок АН определит напряжение генератора U (ср. рис. 25-4).

Как правило, синхронные генераторы снабжаются регуляторами возбуждения, которые при изменении нагрузки поддерживают напряжение на зажимах машины примерно постоянным. Для оценки пределов изменения тока возбуждения генератора $i_{\rm B}$ в этих условиях служат регулировочные характеристики, представляющие зависимости $i_{\rm B} = f(I)$ для различных соз φ при $U = {\rm const.}$



Рис. 25-5. К графическому определению напряжения неявнополюсного генератора с насыщенной магнитной цепью: *a* — характернстика холостого хода; *б* — вспомогательное построение на прозрачной бумаге; *в* совмещение рис. *а* и *б*.



Рис. 25-6. Обобщенные регулировочные характеристики неявнополюсного генератора. Для неявнополюсного генератора с ненасыщенной магнитной цепью (а также при $\mu = \text{const}$) регулировочные характеристики имеют аналитическое выражение. Они могут быть получены из уравнения (25-6), в котором для рассматриваемых условий нужно считать U = const, а E_0 и I — переменными. После несложных преобразований из (25-6) получим:

$$\frac{E_0}{U} = \sqrt{1 + 2\frac{I}{U/x_c}\sin\varphi + \left(\frac{I}{U/x_c}\right)^2}.$$
 (25-8)

На рис. 25-6 построены зависимости $E_0/U = f\left(\frac{I}{U/x_c}\right)$, рассчитанные по (25-8) для нескольких значений сов φ . Э. д. с. $E_0 \sim i_{\rm B}$, причем коэффициент пропорциональности определяется по прямолинейной части характеристики холостого хода, если считать $\mu = \infty$, или по прямой, проведенной через точку характеристики, соответствующую выбранному значению μ (рис. 23-16). Таким образом, кривые рис. 25-6 в определен-

ном масштабе представляют регулировочные характеристики $i_{\rm B} = f(I)$. Из рис. 25-6 можно видеть, что с увеличением нагрузки генератора (при $\phi \ge 0$) для того, чтобы напряжение U сохранялось неизменным, ток возбуждения необходимо увеличивать, причем тем значительнее, чем меньше соз φ . При емкостном характере нагрузки ($\phi < 0$) в некотором диапазоне изменения тока нагрузки намагничивающая реакция якоря в генераторе обусловливает снижение тока $i_{\rm p}$.

Следует отметить, что при значительном и изменяющемся насыщении магнитной цепи генератора кривые рис. 25-6 дают лишь качественное представление о регулировочных характеристиках машины. Более точное построение последних может быть произведено с помощью векторной диаграммы Потье. Задача определения тока $i_{\rm B}$ по заданным значениям $U, I, \cos \varphi$ рассмотрена в § 23-5, б.

Внешние и регулировочные характеристики явнополюсного генератора имеют такой же вид, как аналогичные характеристики неявнополюсной машины. Аналитическая зависимость между величинами U, I, E_0 даже при μ = const весьма сложна. Поэтому точное построение характеристик явнополюсного генератора целесообразно выполнять с помощью векторной диаграммы (§ 23-5, в).

Для расчета внешних характеристик U = f(I) необходимо определить U при заданных значениях $i_{\rm B}$, I, соз φ . Эта задача может быть решена гра-





Рис. 25-7. К графическому определению напряжения явнополюсного генератора с насыщенной магнитной цепью: *а* — характеристика холостого хода; *б* — вспомогательное построение на прозрачной бумаге; *в* — совмещение рис. *а* и *б*.

фически следующим образом. (Для простоты принимается r = 0, но по предлагаемой методике можно учесть и активное сопротивление). Загогавливается характеристика холостого хода, на которой в зоне ожидаемых значений E_{pd} наносится ряд прямых: вертикальных и из точек их пересечения с характеристикой холостого хода — горизонтальных (рис. 25-7, *a*). Затем на прозрачной бумаге выполняется вспомогательное построение (рис. 25-7, *б*): откладывается отрезок AA', равный м. д. с. якоря $F_{a}k_{ad}$ (§ 3-9), которая определяется для выбранного значения тока *I*. Под углом φ к AA' проводится прямая AB и параллельно ей — прямые CД и KK', этстоящие от AB соответственно на $Ix_p \cos \varphi$ и $Ix_q \cos \varphi$. После этого на графике рис. 25-7, *б* между прямыми AB и KK' наносится ряд отрезков, перпендикулярных AA'. Для нахождения напряжения на зажимах гинератора U на рис. 25-7, a откладывается заданное значение тока возбуж дения $i_{\rm B}$ (точка O'), проводится из точки O' вертикальная прямая O'O'и на график накладывается вспомогательное построение, выполненное н рис. 25-7, δ . Передвигая вспомогательное построение так, чтобы точк A и A' перемещались соответственно по прямым OO' и O'O'', фиксирук его в положении, при котором вертикальная и горизонтальная прямым исходящие из точки на характеристике холостого хода G', лежащей н вертикали AG', проходят через концы одного и того же отрезка MG (см рис. 25-7, s, на котором элементы рис. 25-7, a и δ показаны пунктирным и сплошными линиями). Сравнивая рис. 25-7, s с диаграммой явнополюного генератора, представленной на рис. 23-15, видим, что $AG' = E_{d'}$ $AO' = F_{ad}$, $GH = Ix_p$, $\angle MAH = \theta$ и, следовательно, напряжение определяется отрезком AH.

Для построения регулировочных характеристик явнополюсного генс ратора необходимо строить векторную диаграмму для заданных значени $U, I, \cos \varphi$; эта задача была рассмотрена в § 23-5, в.

§ 25-3. Работа генератора на сеть бесконечной мощности

Рассмотрим теперь режимы работы генератора, включенного парал лельно с сетью бесконечной мощности (рис. 25-1, s).

а) РЕГУЛИРОВАНИЕ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

В § 23-7 было показано, что

увеличение момента механической силы на валу генератора (момента первичного двигателя) M_1 приводит к возрастанию угла θ между поперечной осью машины и синхронно вращающейся осью, совмещенной с изображающим вектором напряжения сети U. При этом изменяется электромагнитная мощность P_{am} и отдаваемая генератором в сеть активная мощность

(при r = 0 значение $P_{_{\rm ЭМ}} = P_2$). Изменение момента (мощности) первично двигателя осуществляется посредством воздействия на его регулято который в конечном счете регулирует количество рабочего агента, пост пающего в первичный двигатель (воды — в гидравлической турбин пара — в паровой турбине и т. п.). Следует отметить, что регулятор пе вичного двигателя автоматически изменяет момент M_1 , если скорост вращения двигателя отклоняется на некоторую величину от синхронно скорости, соответствующей нормальному режиму работы. Допустим, что момент M_1 увеличивается, а возбуждение генератора остается неизменным ($i_{\rm B}$ = const). Угол θ в генераторе при этом будет также увеличиваться исходя из равенства $M_1 - M_0 = M_{_{\rm 3M}}$. Как видно из рис. 24-6 — 24-8, активная мощность генератора возрастает, а реактивная мощность уменьшается и может даже изменить знак. В последнем случае машина, генерируя активную P_2 , вместе с тем потребляет из сети реактивную мощность Q.

Соотношение между активной и реактивной мощностями в рассматризаемом режиме можно также видеть из рис. 24-8, на котором точка Aдолжна перемещаться по окружности (неявнополюсная машина) или улитке Паскаля (явнополюсная машина), соответствующих заданной величине E_0 ($i_{\rm B}$).

6) РЕГУЛИРОВАНИЕ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Необходимое регулирование реактивной мощности синхронного генератора осуществляется путем изменения тока возбуждения. Следует подчеркнуть, что при этом активная мощность, отдаваемая генератором, остается неизменной.

Цействительно, пусть, например, ток возбуждения генератора увелииен и, следовательно, возросла э.д.с. E_0 . В первые моменты времени, пока из-за механической инерции ротора генератор вращаися с синхронной скоростью и угол θ сохраняет свое значение, элекгромагнитная мощность, как это видно из (24-5), увеличивается. Согласно уравнению моментов на ротор начинает действовать динамический иомент

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_1 - M_0 - M_{\text{\tiny DM}} < 0.$$

Скорость ротора, а вместе с ней и угол θ уменьшается, что приводит к уменьшению электромагнитного момента. Рассматриваемый режим характеризуется почти периодическими обычно затухающими колебаниями угла θ и скорости генератора Ω . Поскольку при этом отклонение скорости от синхронной получается незначительным, регулятор первичного двигателя на него не реагирует и момент M_1 на валу генератора не изменяется. Гаким образом, изменение тока возбуждения, сопровождаемое колебаниями угла θ и мощности в переходном процессе, не оказывает влияния на регулятор первичного двигателя, и в новом установившемся режиме, когда колебания затухнут, генератор работает с прежним значением ректромагнитной мощности.

Очевидно, что угол θ в новом установившемся режиме меньше исходного, если ток $i_{\rm R}$ увеличен, и больше него, если ток $i_{\rm R}$ уменьшен.



Рис. 25-8. Диаграмма $P_{_{\Theta M}} = f(Q)$ неявнополюсного генератора.

Соотношение между активной и ре активной мощностями генератора пр $i_{\rm p} = {
m var}$ можно видеть из диаграм рис. 24-8. Для неявнополюсного гене ратора эта диаграмма приведена ещ раз на рис. 25-8. Геометрическим мес том точек А, определяющих значени Р, Q, будет горизонтальная пряма P = const. Из рис. 25-8 видно, что пр некотором значении э. д. с. $E_0 = \bar{E}_0$ угол $\phi = 0$. Назовем ток возбуждени $i_{\rm R1}$, при котором соз $\varphi = 1,0$ и Q = 0нормальным, а режим работы ге нератора — режимом нормаль ного возбуждения. Соответ ственно будем считать, что машина ра ботает в режиме перевозбуж

дения, если i_в > i_{в1}, и в режиме недовозбуждения если i_в < i_{в1}. Согласно рис. 25-8,

при перевозбуждении генератора ($E_0 > E_{03}$) он является источником реактивной мощности (Q > 0; $\varphi > 0$), при недовозбуждении ($E_0 < E_{03}$) генератор потребляет ее из сети ($Q < |0; \varphi < 0$).

Отрезок OA на рис. 25-8 определяет полную мощность генератор. S = mUI и поэтому при постоянстве U характеризует одновременно тог якоря I. Равным образом отрезки, дающие на диаграмме P и Q, пропорцио нальны активной I_a и реактивной I_r составляющим тока I. Изменени последнего при регулировании тока возбуждения удобно оценивать по зависимости $I = f(i_B)$ при P = const, называемой U-о б р а з н о й х а р а к т е р и с т и к о й. При нормальном возбуждении $(i_B = i_{B1}) \cos \varphi = 1$, и ток I является активным. Если уменьшать или увеличивать ток i_B по сравнению с током i_{B1} , то ток якоря I увеличивается за счет появляющейся реактивной составляющей (рис. 25-8).

По диаграмме (рис. 25-8) нетрудно также установить, что чем болыш активная составляющая тока I_a , тем бо́лышим по величине должен быт нормальный ток возбуждения. Эти соображения служат объяснением вид семейства обобщенных U-образных характеристик $Ix_d = f(i_{\rm B})$, представ ленных на рис. 25-9. Для неявнополюсного генератора с заданным сопро тивлением x_d они дают непосредственную зависимость $I = f(i_{\rm B})$. Кромтого, на рис. 25-9 нанесена кривая AA', являющаяся геометрическим местом точек, принадлежащих различным U-образным характеристикам в которых соз $\varphi = 1,0$, а также зависимость соз $\varphi = f(i_{\rm B})$ для $I_{\rm a}x_d = 0,8$ Смысл граничной кривой *BB*' будет пояснен ниже (п. «в» этого параграфа).

Отметим, что характеристики $Ix_d = f(i_{\rm B})$ для неявнополюсной машины при $\mu = {\rm const}$ имеют аналитическое выражение, которое нетрудно получить из уравнения (25-6). Заменив в последнем $I \sin \varphi = \pm \sqrt{I^2 - I_{\rm a}^2}$ и решив его относительно Ix_d , найдем:

$$Ix_{d} = \sqrt{E_{0}^{2} + U^{2} - 2U\sqrt{E_{0}^{2} - (I_{a}x_{d})^{2}}}$$
 (25-9)



Рис. 25-9. Обобщенные *U*-образные характеристики неявнополюсного генератора.

Поскольку в режиме U-образной характеристики U= const, $I_a = \text{const}$, уравнение (25-9) дает зависимость $Ix_d = f(E_0)$ или $Ix_d = f(i_B)$. Кривые на рис. 25-9 построены по этому уравнению при U = 1,0.

U-образные характеристики явно- и неявнополюсного генераторов имеют качественно одинаковый вид.

в) СТАТИЧЕСКАЯ ПЕРЕГРУЖАЕМОСТЬ ГЕНЕРАТОРА

Синхронные генераторы при изменяющихся величинах активной и реактивной мощностей работают с различными углами θ . Уместно поставить вопрос: при любых ли значениях угла θ возможно сколь угодно длительное существование установившегося режима работы? Пусть неявнополюсный генератор развивает электромагнитную мощность $P_{\rm 3M1} =$ $= M_{\rm 3M1}$. Принципиально возможны два режима с такой мощностью, как это следует из рис. 25-10, *a*, на котором изображена угловая характеристика генератора: в одном режиме, определяемом на графике точкой *A*, угол нагрузки равен θ_1 , в другом (точка *A'*) — угол равен θ_2 .

Однако практически возможен только первый установившийся режим, тогда как второй режим существовать длительно не будет. Причина этого кроется в общем характере установившегося режима: он немыслим без изменения, пусть даже незначительного, «внешних сил», действующих на синхронный генератор, — напряжений на обмотках якоря и возбуждения и момента сил на валу $M_1 - M_0$. При неизбежном в практических условиях возмущении установившегося режима возникает переходный процесс, который либо оканчивается переходом к новому установившемуся режиму, либо ведет к непрерывному изменению угла θ , когда нормальная работа синхронной машины невозможна. Если изменение «внешних сил» незначительно, т. е. возмущение исходного режима весьма мало, то для характеристики установившегося режима в этих условиях вводят понятие о его статической устойчивости. Говорят, что режим статически устойчив, если сколь угодно малое возмущение оканчивается переходом к новому установившемуся режиму, данные которого весьма близки к данным исходного режима. В противном случае режим статически неустойчив. Более подробно этот вопрос рассматривается в гл. 44. Здесь же обратимся только к одной разновидности статической неустойчивости, возникающей при весьма медленном изменении угла θ синхронной машины.

Покажем, что режим генератора, соответствующий точке A на рис. 25-10, a статически устойчив, а в точке A' — статически неустойчив. Пусть момент M_1 увеличился на малую величину ΔM_1 : тогда непосредственно после изменения момента M_1 генератор будет ускоряться, так как $J \frac{d\Omega}{di} = \Delta M_1 > 0$ и угол θ начнет возрастать.

Для режима в точке A увеличение угла θ сопровождается увеличением момента $M_{_{2M}}$, поэтому возможен новый установившейся режим в точке B (по соседству с точкой A на угловой характеристике) при угле $\theta = \theta'_1$.

Для режима в точке A' увеличение угла θ приводит к росту величины положительного ускорения $J \frac{d\Omega}{dt} = M_1 - M_0 - M_{_{\Theta M}}$, что, в свою оче-



Рис. 25-10. К определению устойчивости режима работы синхронного генератора: *а* — неявнополюсная машина; *б* — явнополюсная машина.

редь, является причиной дальнейшего прогрессирующего увеличения угла θ. В конечном итоге машина выпадает из синхропизма, т. е. оказывается в режиме с несинхронной скоростью.

Очевидно, имеется некоторый предельный угол θ_{np} , находящийся в рассматриваемом примере между углами θ_1 , θ_2 , по достижении которого установившиеся режимы генератора становятся статически неустойчивыми. Таким образом, зона углов $\theta < \theta_{np}$ соответствует области статически устойчивых режимов, а в зоне $\theta \gg \theta_{np}$ режимы статически неустойчивы и поэтому не имеют практического значения.

Электромагнитная мощность (момент) $P_{_{9M\Pi}}$, соответствующая по угловой характеристике углу θ_{np} , носит название предела статической устойчивости. Для рассмотренного вида устойчивости, характеризуемого весьма медленным изменением угла θ после возмущения режима, мощность $P_{_{9M\Pi}}$, выраженная в долях номинальной электромагнитной мощности, называется также статической перегружаемостью синхронной машины.

Для того чтобы установившийся режим был статически устойчивым, необходимо, чтобы при возникновении ускорения $d\Omega/dt$ в синхронном генераторе оно по абсолютной величине уменьшалось с изменением угла θ . Следовательно, в зоне статически устойчивых режимов должно выполняться неравенство:

$$\frac{d}{d\theta} \left(\frac{d\Omega}{dt} \right) \sim \frac{d}{d\theta} \left(M_1 - M_0 - M_{\partial M} \right) < 0.$$
(25-10)

Если считать M_0 не зависящим от θ и учесть, что обычно автоматический регулятор первичного двигателя не реагирует на малые отклонения угла θ и его производных, то условие статической устойчивости (25-10) принимает вид:

$$\frac{dM_{\rm 3M}}{d\theta} > 0. \tag{25-11}$$

Из изложенного следует, что предельный по устойчивости угол θ_{np} находится из уравнения

$$\frac{dM_{\rm 2M}}{d\theta} = 0, \qquad (25-12)$$

где $M_{_{\partial M}} = f(\theta)$ определяется угловой характеристикой генератора.

Для неявнополюсного генератора в соответстии с (25-12) и (24-7) соs $\theta_{\text{пр}} = 0$, или $\theta_{\text{пр}} = 90^{\circ}$.

Для генератора явнополюсного типа угол $\theta_{np} < 90^{\circ}$, так как его угловая характеристика имеет максимум при $\theta_{np} < 90^{\circ}$ (рис. 25-10, б). Приращение электромагнитного момента синхронной машины $\Delta M_{_{\rm 2M}}$ при весьма медленном изменении угла θ , когда зависимость $M_{_{\rm 2M}} = f(\theta)$ является угловой характеристикой машины в установившемся режиме, равно

$$\Delta M_{\rm PM} = \frac{dM_{\rm PM}}{d\theta} \,\Delta\theta, \qquad (25-13)$$

т. е. пропорционально малому изменению угла $\Delta \theta$.

Величина $dM_{_{\rm DM}}/d\theta = M_s$ носит название коэффициента синхронизирующегомомента. Для неявно-иявнополюсных машие коэффициенты синхронизирующего момента соответственно равны

$$M_s = \frac{E_0 U}{x_d} \cos \theta, \qquad (25-14)$$

$$M_s = \frac{E_0 U}{x_d} \cos \theta + U^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right) \cos 2\theta. \qquad (25-15)$$

Зависимость $M_s = f(\theta)$ показана на рис. 25-10. Уравнение (25-12) определяющее предельный по устойчивости угол $\theta_{\rm np}$, может быть записано в виде:

$$M_s = 0.$$
 (25-16)

Чем меньше величина M_s , тем ближе рабочий угол θ к предельному значению θ_{np} и тем меньше запас в статической устойчивости рабочего режима.

Как следует из (25-14), (25-15), величина M_s при прочих равных условиях уменьшается с уменьшением э. д. с. E_0 , т. е. при ослаблении основного потока синхронной машины. На рис. 25-9 показано положение границы статической устойчивости режимов (кривая BB'), во всех точках которой $M_s = 0$.

Если сравнивать синхронные машины, имеющие различные значения синхронного сопротивления x_d , то при одинаковых относительных условиях запас статической устойчивости будет бо́льшим у машины с меньшим значением сопротивления x_d .

Иными словами, чем меньше э. д. с. E_0 и больше сопротивление x_d синхронного генератора, тем больше значения угла θ в режиме с заданной электромагнитной мощностью, т. е. тем ближе рабочий угол θ к предельному по устойчивости углу $\theta_{\rm пр}$.

§ 25-4. Работа генератора через линию передачи большой протяженности на сеть бесконечной мощности

а) УГЛОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРА

Рассмотрим теперь особенности в режиме работы синхронного генератора, отдающего энергию в сеть бесконечной мощности через линию электропередачи более или менее значительной протяженности.

Как известно, на расчетной схеме линия передачи может быть замещена несколькими Π -элементами, состоящими из индуктивных, активных и емкостных сопротивлений. Число Π -элементов зависит от частоты исследуемого процесса и длины линии передачи. Будем считать, что она замещается одним Π -элементом (рис. 25-11), и пренебрежем для упрощения анализа ее активным сопротивлением, которое в действительности может быть заметным.

На схеме рис. 25-11 не показано сопротивление повышающего трансформатора, стоящего в начале линии передачи, которое можно учесть, прибавляя его к сопротивлениям генератора.

У линий небольшой длины емкость C_{π} невелика. При значительной величине C_{π} (длинные линии) последняя компенсируется, например, шунтирующим реактором (пунктирная ветвь на рис. 25-11, *a*). Принимая во внимание также, что правая на рисунке емкость C_{π} включена на сеть бесконечной мощности и может поэтому не рассматриваться, получим расчетную схему в виде, представленном на рис. 25-11, *б*.

Основная особенность этой рабочей схемы состоит в том, что по условиям эксплуатации необходимо поддерживать напряжение U_r примерно постоянным, причем обычно $U_r \approx U$. Это достигается регулированием возбуждения (E_0) генератора при изменении активной мощности, отдаваемой машиной. Однако, поскольку каждому значению электромагнитной мощности должна соответствовать определенная величина i_B (E_0), реактивная мощность генератора также получается вполне определенной.



Рис. 25-11. Расчетная схема работы генератора через линию передачи. Емкость линии не компенсирована (a) и компенсирована (б).



Рис. 25-12. Векторные диаграммы напряжений неявнополюсного генератора, работающего через линию передачи (a) и произвольного участка схемы (δ).

Иными словами, для рассматриваемых условий работы генератора его активная и реактивная мощности однозначно взаимосвязаны, тогда как при работе генератора непосредственно на сеть бесконечной мощности (§ 25-3) реактивная мощность может регулироваться независимо от активной (разумеется, так, чтобы токи якоря и возбуждения не превосходили номинальных значений).

Рассмотрим характер изменения э. д. с. E_0 генератора при работе его по схеме рис. 25-11, б и при условии, что $U_r = U$. Ограничимся для простоты случаем, когда генератором работает машина неявнополюсного типа. (На линию значительной протяженности, как правило, работают явнополюсные синхронные гидрогенераторы).

На рис. 25-12 приведена векторная диаграмма, справедливая при r = 0. Установим с помощью этой диаграммы некоторые соотношения. Из треугольника *Оаб* величина тока якоря определяется в виде:

$$I = \frac{2U}{x_{\pi}} \sin \frac{\theta_{\pi}}{2}.$$
 (25-17)

Проектируя векторы напряжения на направление вектора тока и на перпендикулярное ему, будем с учетом (25-17) иметь:

$$\boldsymbol{E}_{\boldsymbol{\theta}}\cos\left(\boldsymbol{\theta}-\frac{\boldsymbol{\theta}_{n}}{2}\right)=\boldsymbol{U}\cos\frac{\boldsymbol{\theta}_{n}}{2}, \qquad (25\text{-}18)$$

$$E_0 \sin\left(\theta - \frac{\theta_n}{2}\right) = Ix_d + U \sin\frac{\theta_n}{2} = U\left(1 + \frac{2}{\zeta}\right) \sin\frac{\theta_n}{2}, \qquad (25-19)$$

где $\zeta = x_{\pi}/x_d$. Возводя (25-18), (25-19) в квадрат и складывая, получим:

$$\left(\frac{E_0}{U}\right)^2 = 0.5 \left\{ 1 + \left(1 + \frac{2}{\zeta}\right)^2 + \left[1 - \left(1 + \frac{2}{\zeta}\right)^2\right] \cos \theta_{\rm H} \right\}.$$
(25-20)

Для получения из (25-20) искомой зависимости $E_0 = f(\theta)$ следует найти связь между углами θ_{π} и θ . С этой целью отметим соотношение, получаемое с помощью «теоремы синусов» из диаграммы, схематически представленной на рис. 25-12, б. Эта диаграмма содержит напряжение \dot{U}_i в произвольной точке расчетной схемы рис. 25-11, причем индуктивное сопротивление схемы между этой точкой и сетью бесконечной мощности равно x_i . Угол между вектором напряжения сети \dot{U} и вектором напряжения \dot{U}_i обозначим θ_i . Из рис. 25-12, б

$$\frac{Ix_i}{U_i} = \frac{\sin \theta_i}{\sin \beta} = \frac{\sin \theta_i}{\cos \varphi},$$

откуда

$$I\cos\varphi = \frac{U_i}{x_i}\sin\theta_i. \tag{25-21}$$

В частности, выбирая $\dot{U}_i = \dot{E}_0$ и $\dot{U}_i = \dot{U}_r$, будем иметь из (25-21):

$$\frac{E_0}{x_d + x_{\pi}} \sin \theta = \frac{U_{\Gamma}}{x_{\pi}} \sin \theta_{\pi} = \frac{U}{x_{\pi}} \sin \theta_{\pi}.$$
 (25-22)

Из выражения (25-22)

$$\sin \theta_{\pi} = \frac{E_0}{U} \cdot \frac{\zeta}{1+\zeta} \sin \theta \tag{25-23}$$

И

$$\cos\theta_{\pi} = \sqrt{1 - \left(\frac{E_0}{U} \cdot \frac{\zeta}{1+\zeta}\right)^2 \sin^2\theta}.$$
 (25-24)

Подставляя соз 9, из (25-24) в уравнение (25-20) и решая последнее относительно Е₀, получаем:

$$\frac{E_0}{U} = \frac{1}{\zeta} \sqrt{a \pm \sqrt{a^2 - b}}, \qquad (25-25)$$

где $a = 1 + (1 + \zeta)^2 - 2\sin^2 \theta$; $b = \zeta^2 (2 + \zeta)^2$. В (25-25) под корнем знак минус берется при $\theta < 90^\circ$, а знак плюс при $\theta > 90^\circ$. На рис. 25-13 показаны зависимости $E_0/U = f(\theta)$, обеспечивающие

На рис. 25-13 показаны зависимости $E_0/U = f(\theta)$, обеспечивающие равенство напряжений по концам линии передачи ($U_r = U = \text{const}$) при различных значениях $\zeta = x_n/x_d$. Эти зависимости рассчитаны по уравнению (25-25).

Обратимся теперь к мощностям генератора. В расчетной схеме не учитываются активные сопротивления. Поэтому активные мощности: отдаваемая генератором $P = P_2 = U_r I_r \cos \varphi_r$, поступающая в сеть $P_c = UI \cos \varphi$ и электромагнитная мощность машины $P_{_{\rm ЭМ}}$ — равны между собой.

Используя выражение (25-21) для двух значений U_i, получаем активную мощность генератора в двух формах:

$$P = UI \cos \varphi = \frac{E_0 U}{x_d + x_\pi} \sin \theta, \qquad (25-26)$$

$$P = \frac{U_{\rm r}U}{x_{\rm s}}\sin\theta_{\rm s} = \frac{U^2}{x_{\rm s}}\sin\theta_{\rm s}, \qquad (25-27)$$

причем первая из них представляет уже известное выражение (24-9) электромагнитной мощности генератора с включенным в цепь якоря внешним сопротивлением x_n .

Активная мощность в функции угла θ определяется по (25-26), если в него предварительно подставить зависимость $E_0 = f(\theta)$ в виде (25-25).





Рис. 25-14. Угловые характеристики генератора, работающего через линию цередачи.
Кривые $P_{\text{эм}}x_d = Px_d = \frac{E_0U}{1+\zeta}\sin\theta$ при U = 1,0 для двух значений ζ построены на рис. 25-14. Как видно из рисунка, активная мощность неявнополюсного генератора, работающего через линию передачи, изменяется с углом θ иначе, чем при $E_0 = \text{const}$ (ср. с рис. 24-1).

Максимум электромагнитной мощности удобно определить из (25-27), поскольку во всех режимах U = const.Он получается при $\theta_n = 90^\circ$ и равен $(P_{\text{2M}}x_d)_{\text{макс}} = U^2/\zeta.$

Таким образом, максимальная электромагнитная мощность генератора



Рис. 25-15. Зависимость от ζ угла нагрузки θ_{макс}, соответствующего максимуму электромагнитной мощности.

для рассматриваемой схемы его работы зависит от сопротивления линии передачи x_n : она тем меньше, чем больше величина x_n . Нетрудно найти угол $\theta = \theta_{\text{макс}}$, при котором мощность $P_{\text{эм}}$ достигает максимума. Беря производную по углу θ от $E_0 \sin \theta$, где E_0 определяется согласно (25-25), и приравнивая ее нулю, находим:

$$\sin \theta_{\text{MARC}} = \frac{1+\zeta}{\sqrt{1+(1+\zeta)^2}}.$$
 (25-28)

Зависимость $\theta_{\text{макс}} = f(\zeta)$ показана на рис. 25-15. При практически встречающихся значениях ζ (0,4 ÷ 1,8) угол $\theta_{\text{макс}}$ изменяется в ограниченных пределах.

Реактивная мощность генератора Q в рассматриваемых условиях изменяется с углом θ также иначе, чем при $E_0 = \text{const.}$

Из диаграммы на рис. 25-12, *а* видно, что мощность $Q = U_r$ Isin $\varphi_r = UI \sin \varphi_r$ и реактивная мощность в точке с напряжением U (на зажимах сети) $Q_c = UI \sin \varphi$ равны и противоположны по знаку, так как $\varphi = -\varphi_r$. Величина же Q_c может быть рассчитана по известному выражению (24-33) с учетом того, что в цепь якоря генератора включено внешнее сопротивление x_n . Таким образом,

$$Q = -\frac{E_0 U}{x_d + x_{\pi}} \cos \theta + \frac{U^2}{x_d + x_{\pi}}.$$
 (25-29)

В (25-29) E_0 является функцией угла θ , определяемой выражением (25-25). На рис. 25-14 приведены зависимости $Qx_d = -\frac{E_0U}{1+\zeta}\cos\theta + +\frac{U^2}{1+\zeta} = f(\theta)$ для U = 1,0.

6) СТАТИЧЕСКАЯ УСТОЙЧИВОСТЬ

Выше было показано, что чем больше величина сопротивления x_{π} линии передачи, тем меньше максимальная электромагнитная мощность, развиваемая генератором в условиях постоянства напряжения на его зажимах. Поэтому рабочий угол θ в режимах с заданным значением P_{3M} будет увеличиваться с увеличением x_{π} . Так, режим с $P_{3M} x_d = 0.85$ характеризуется углами нагрузки θ : 60° при $\zeta = 0.5$ и 89° при $\zeta = 1.0$ (см. рис. 25-14).

Рассмотрим, при каких углах θ режимы оказываются статически неустойчивыми. Величина предельного угла θ_{np} находится из уравнения (25-16). При отсутствии регулирования возбуждения генераторов ($E_0 =$ = const) коэффициент синхронизирующего момента M_s определяется выражениями (25-14), (25-15). В соответствии с (25-14) для неявнополюсного генератора с нерегулируемым возбуждением $\theta_{up} = 90^\circ$. Для рассматриваемых здесь условий работы синхронного генератора его возбуждение увеличивается с углом θ , т. е. э. д. с. E_0 является функцией угла θ . Однако с точки зрения статической устойчивости важен не только сам факт наличия регулирования возбуждения, но и характер последнего.

Регулятор возбуждения может обладать зоной нечувствительности и запаздыванием. Это значит, что он начинает действовать только в том случае, если входной сигнал достиг определенной величины, а воздействие регулятора на возбуждение несколько запаздывает во времени по отношению к поступившему сигналу. Пусть, например, подобный регулятор автоматически изменяет возбуждение генератора в зависимости от угла θ по условию постоянства напряжения $U_{\rm r}$ в начале линии передачи. Если заданный режим работы генератора получает весьма малое возмуще ние и угол θ претерпевает малое изменение ($\Delta \theta$), то регулятор с соответствующей зоной нечувствительности не реагирует на изменение угла $\Delta \theta$ и н его пределах возбуждение не регулируется. Поэтому при рассмотрении статической устойчивости режимов синхронного генератора с подобным регулятором возбуждения приходится считать э. д. с. $E_0 = \text{const}$, хотя она и имеет неодинаковую величину в исходных установившихся режимах с различной мощностью Рам, т. е. при различных значениях угла в Так, для неявнополюсного генератора, возбуждение которого регулируется регулятором с зоной нечувствительности и запаздыванием $\theta_{\rm un} = 90^{\circ}$.

Поскольку наличие протяженной линии передачи, имеющей более или менее значительное сопротивление x_n , приводит к увеличению рабочих углов θ , запас статической устойчивости режимов уменьшается. Особенно это относится к некоторым послеаварийным режимам электропередачи когда участок (или участки) параллельно работающих цепей передачи отключается и сопротивление x_{π} увеличивается по сравнению с его значением в нормальном режиме.

Для расширения зоны углов θ со статически устойчивыми режимами, т. е. для увеличения $\theta_{\rm np}$, применяют безынерционные регуляторы возбуждения генераторов, не имеюцие зоны нечувствительности.

Такие регуляторы позволяют изменять возбуждение генератора одновременно с изменением угла θ , как бы мало оно ни было. В этом случае коэффициент синхронизирующего момента $M_{sp} = dM_{\partial M}/d\theta$ получается уже в ином виде, нежели при $E_0 = \text{const.}$ Поскольку теперь э. д. с. E_0 является непрерывной функцией θ , при вычислении производной $dM_{\partial M}/d\theta$ необходимо учитывать $dE_0/d\theta \neq 0$. В этих условиях для неявно- и явнополюсных генераторов коэффициенты синхронизирующего момента равны:

$$M_{\rm sp} = \frac{U}{x_d + x_{\pi}} \Big(E_0 \cos \theta + \frac{dE_0}{d\theta} \sin \theta \Big), \qquad (25-30)$$

$$M_{\rm sp} = \frac{U}{x_d + x_{\rm sr}} \left(E_0 \cos \theta + \frac{dE_0}{d\theta} \sin \theta \right) + U^2 \left(\frac{1}{x_q + x_{\rm sr}} - \frac{1}{x_d + x_{\rm sr}} \right) \cos 2\theta.$$
(25-31)

Из этих выражений следует, что предельный по устойчивости угол θ_{np} , определяемый уравнением $M_{sp} = 0$, получается в случае автоматического без зоны нечувствительности и безынерционного регулирования возбуждения генератора больше, чем при $E_0 = \text{const.}$ Поэтому надлежащее регулирование возбуждения генератора является средством увеличения запаса статической устойчивости электропередачи.

В настоящее время созданы регуляторы возбуждения, которые обеспечивают при малых нарушениях режима электропередачи постоянство напряжения $U_{\rm r}$ на генераторе. В этих условиях предельная по статической устойчивости мощность генератора $P_{\rm эм.п}$ равна максимальной мощности $U^2/x_{\rm n}$. При этом [см. (25-27)] $\theta_{\rm n} = 90^{\circ}$, а угол $\theta_{\rm np}$ равен углу $\theta_{\rm макс}$, который соответствует максимуму мощности на характеристике $P_{\rm эм} = f(\theta)$, получаемой при $U_{\rm r} = U = {\rm const.}$ Для неявнополюсной машины величина $\theta_{\rm np} = \theta_{\rm макс}$ определяется кривой рис. 25-15.

в) ГЕНЕРАТОР, ВКЛЮЧЕННЫЙ НА РАЗОМКНУТУЮ ЛИНИЮ ПЕРЕДАЧИ

Допустим, что генератор включен на линию передачи, которая на другом конце отсоединена от приемной системы. В этом случае при более или менее значительной протяженности линии передачи, когда ее емкостный эффект получается значительным, генератор оказывается включенным на емкость, если она не компенсирована специальными устройствами.



Рис. 25-16. Векторная диаграмма генератора, включенного на емкость (r = 0). например реактором (рис. 25-11, *a*). Таким образом, несмотря на режим холостого хода электропередачи, генератор в рассматриваемой схеме оказывается нагруженным реактивным током. При определенных условиях этот режим может стать опасным как для генератора, так и для линии передачи ввиду значительных напряжений в цепи статора машины.

Рассмотрим более подробно режим работы синхронного генератора на емкость. Необходимо подчеркнуть, что здесь речь будет идти об установившемся режиме.

Определим ток I и напряжение U на зажимах генератора, если заданы ток возбуждения $i_{\rm B}$ и емкостное сопротивление внешней цепи x_C . Пренебрежем активным сопротивлением цепи якоря, но учтем насыщение магнитной цепи машины. Поскольку ток нагрузки генератора в рассматриваемых условиях является реактивным и упреждающим напряжение ($\theta = 0$, $\varphi = \psi = -90^\circ$), в машине возникает продольная намагничивающая реакция ($I_a = 0$; $I_d = I$).

При этом уравнения напряжения неявно- и явнополюсного генераторов (23-1), (23-2) оказываются одинаковыми:

$$\dot{U} = \dot{E} + \dot{E}_s = \dot{E} - j\dot{I}x_s,$$
 (25-32)

где зависимость э. д. с. E, обусловленной результирующим полем в зазоре, от результирующей м. д. с. $F = F_{\rm B} + F_{ad}$ принимается идентичной характеристике холостого хода.

На рис. 25-16 показана векторная диаграмма генератора, включенного на емкость (r = 0).

Поскольку $\dot{U} = -j\dot{I}x_{c}$, то из (25-32) получим:

$$\dot{E} = -j\dot{I}(x_c - x_s).$$
 (25-33)

Между величинами переменных в относительных единицах остаются те же соотношения:

$$U = I x_C, \qquad (25-34)$$

$$\boldsymbol{E} = \boldsymbol{I} \left(\boldsymbol{x}_{C} - \boldsymbol{x}_{s} \right), \tag{25-35}$$

где $x_C = x_C / z_{\tilde{0}}$.

Вследствие того, что $I_q = 0$, м. д. с. продольной реакции пропорциональна полному току якоря и

$$F_{ad} = cI,$$
 (25-36)

где *с* — постоянный коэффициент.

432

Из уравнения м. д. с. в относительных единицах с помощью (25-36) найдем:

$$I(x_{C} - x_{s}) = \frac{F - F_{B}}{c}(x_{C} - x_{s}) =$$
$$= \frac{F - i_{B}}{c}(x_{C} - x_{s}). \qquad (25-37)$$

Графическое решение задачи состоит в том, что строят характеристику холостого хода, представляющую одновременно зависимость E = f(F), и по уравнению (25-37) — прямую $I(x_C - x_s) =$ = f(F); точка их пересечения, как следует из (25-35), и определяет значения E и I (точка a на рис. 25-17, a). Затем по найденной величине E вычисляется напряжение U, равное на основании (25-34), (25-35):

$$U = E \frac{x_C}{x_C - x_s}$$

На рис. 25-17, а показана зависимость $U = f(i_{\rm B})$, рассчитанная указанным способом для заданной величины $x_{\rm C}$. Из этого рисунка видно, что величина напряжения U зависит от величин сопротивления $x_{\rm C}$ и тока возбуждения $i_{\rm B}$. Проанализируем эти зависимости. С этой целью отметим, что на рис. 25-17, а углы наклона по отношению к оси абсцисс начальной части характеристики холостого хода (α_e) и прямой $I(x_{\rm C} - x_s) =$ $= f(F)(\alpha_i)$, принимая во внимание (25-36), определяются из выражений:

$$egin{aligned} & \mathrm{tg} \; lpha_e = rac{E_{ad}}{F_{ad}} = rac{I_d x_{ad}}{c I_d} = rac{x_{ad}}{c} = rac{x_d - x_s}{c}, \ & \mathrm{tg} \; lpha_i = rac{I\left(x_C - x_s
ight)}{F_{ad}} = rac{x_C - x_s}{c}. \end{aligned}$$

Из этих соотношений следует, что $\alpha_i >$ $> \alpha_e$, если $x_C > x_d$; $\alpha_i < \alpha_e$, если $x_C <$ $< x_d$, а при $x_C = x_d$ значение $\alpha_i = \alpha_e$.





Рис. 25-17. К определению напряжения генератора, включенного на емкость: $a, \ \delta$ — при $x_C > x_d; \ s$ — при $x_C < x_d$.

На рис. 25-17, б и в для различных значений $i_{\rm B}$ нанесены прямые $I(x_{\rm C}-x_{\rm s})=f(F)$ при $\alpha_i > \alpha_e$ (б) и $\alpha_i < \alpha_e$ (в). Из рисунков видно, что при $x_{\rm C} > x_d$ значения E непрерывно изменяются до нуля при $i_{\rm B} \to 0$. Таким образом, в этом случае величина напряжения U поддается регулированию (вплоть до 0) путем изменения тока возбуждения. При $x_{\rm C} < x_d$ даже при $i_{\rm B} = 0$ напряжение U имеет конечное значение. Соотношение $x_{\rm C} < x_d$ приводит к самовозбуждению машины, $m. e. \kappa$ возникновению напряжения на якоре без посредства основного потока возбуждения. Величина установившегося напряжения зависит от степени нелинейности характеристики E = f(F). Если бы машина имела ненасыщенную магнитную цень, то E = f(F) представлялась прямой (пунктир на рис. 25-17, ε) и напряжение U возрастало бы теоретически неограниченно.

§ 25-5. Совместная работа генераторов соизмеримой мощности

Параллельная работа генераторов соизмеримой мощности имеет свои особенности, проистекающие из непостоянства напряжения на шинах U при изменении режима, если отсутствует специальное регулирование возбуждения генераторов.

Дадим характеристику установившегося режима работы двух параллельно включенных генераторов, имеющих общее сопротивление нагрузки $Z_{\rm Hr} = r_{\rm Hr} + j x_{\rm Hr}$ (рис. 25-1, г). Будем считать, что генераторы имеют неявнополюсное исполнение и ненасыщенные магнитные цепи. Уравнения напряжения цепей якоря таких машин будут содержать э. д. с. от потока возбуждения \dot{E}_0 и падения напряжения в синхронных сопротивлениях $\dot{I}Z_c$. Обозначая дополнительными индексами 1 и 2 принадлежность величин к 1-му и 2-му генераторам, общий ток нагрузки $\dot{I}_{\rm Hr}$ и напряжение на шинах \dot{U} , будем иметь уравнения напряжения (в относительных единицах) в виде:

$$\dot{U} = \dot{E}_{01} - \dot{I}_1 Z_{c1},$$
 (25-38)

$$\dot{U} = \dot{E}_{02} - \dot{I}_2 Z_{c2},$$
 (25-39)

$$\dot{U} = \dot{I}_{\rm HF} Z_{\rm HF} = (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) Z_{\rm HF}.$$
 (25-40)

Подставляя из (25-40) \dot{U} в (25-38) и (25-39), получаем два уравнения с неизвестными токами \dot{I}_1 , и \dot{I}_2 . Решая их, находим:

$$\dot{I}_{1} = \frac{\dot{E}_{01} \left(Z_{C2} + Z_{HF} \right) - E_{02} Z_{HF}}{Z_{c1} Z_{c2} + Z_{HF} \left(Z_{c1} + Z_{c2} \right)} = \frac{\dot{E}_{01}}{Z_{11}} - \frac{\dot{E}_{02}}{Z_{12}}, \qquad (25-41)$$

$$\dot{I}_{2} = \frac{\dot{E}_{02} \left(Z_{C1} + Z_{H\Gamma} \right) - \dot{E}_{01} Z_{H\Gamma}}{Z_{C1} Z_{C2} + Z_{H\Gamma} \left(Z_{C1} + Z_{C2} \right)} = \frac{\dot{E}_{02}}{Z_{22}} - \frac{\dot{E}_{01}}{Z_{12}}, \qquad (25-42)$$

где Z_{11} , Z_{22} — «собственные» сопротивления схемы, представляющие сопротивления, включенные последовательно с одним из источников э. д. с. при равенстве нулю другой э. д. с.; Z_{12} — «взаимное» сопротивление схемы, определяющее ток в цепи одного из источников э. д. с. при равенстве последней нулю и наличии э. д. с. другого источника;

$$Z_{11} = Z_{c1} + \frac{Z_{c2}Z_{H\Gamma}}{Z_{c2} + Z_{H\Gamma}}, \quad Z_{22} = Z_{c2} + \frac{Z_{c1}Z_{H\Gamma}}{Z_{c1} + Z_{H\Gamma}}, Z_{12} = Z_{c1} + Z_{c2} + \frac{Z_{c1}Z_{c2}}{Z_{H\Gamma}}.$$
(25-43)

Подставляя (25-41) и (25-42) в (25-40) и принимая во внимание соотношения (25-43), получаем после некоторых преобразований:

$$\dot{U} = \frac{1}{Z_{12}} (\dot{E}_{01} Z_{c2} + \dot{E}_{02} Z_{c1}).$$
 (25-44)

Найдем общие выражения электромагнитной мощности генераторов с помощью уравнений (25-41) и (25-42). Для этого представим «собственные» и «взаимное» сопротивления в виде:

Э.

$$\dot{E}_{01} = E_{01} \varepsilon^{j\theta_1}, \quad \dot{E}_{02} = E_{02} \varepsilon^{j\theta_2},$$

где θ_1 , θ_2 — углы, составляемые поперечными осями генераторов с осью вещественных комплексной плоскости. Тогда электромагнитные мощности первого (P_{2M1}) и второго (P_{2M2}) генераторов определяются по формулам:

$$P_{\Im M1} = \operatorname{Re}\left(\dot{E}_{01} I_{1}^{*}\right) = \frac{E_{01}^{2}}{z_{11}} \sin \alpha_{11} + \frac{E_{01}E_{02}}{z_{12}} \sin \left(\theta_{1} - \theta_{2} - \alpha_{12}\right), \quad (25-45)$$

$$P_{\partial M_2} = \operatorname{Re}(\dot{E}_{02}\ddot{I}_2) = \frac{E_{02}^2}{z_{22}}\sin\alpha_{22} + \frac{E_{01}E_{02}}{z_{12}}\sin\left[-(\theta_1 - \theta_2) - \alpha_{12}\right]. \quad (25-46)$$

Пренебрежем обычно небольшими активными сопротивлениями обмоток якорей генераторов. В этом случае активные мощности, отдаваемые генераторами в сеть, становятся равными их электромагнитным мощностям. Расчетные сопротивления схемы при этом равны:

$$\left. r_{11} = \frac{x_{d_2}^2 r_{\rm H\Gamma}}{r_{\rm H\Gamma}^2 + (x_{\rm H\Gamma} + x_{d_2})^2}, \quad x_{11} = x_{d_1} + x_{d_2} \frac{r_{\rm H\Gamma}^2 + x_{\rm H\Gamma} (x_{\rm H\Gamma} + x_{d_2})}{r_{\rm H\Gamma}^2 + (x_{\rm H\Gamma} + x_{d_1})^2}, \right. \\ \left. r_{22} = \frac{x_{d_1}^2 r_{\rm H\Gamma}}{r_{\rm H\Gamma}^2 + (x_{\rm H\Gamma} + x_{d_1})^2}, \quad x_{22} = x_{d_2} + x_{d_1} \frac{r_{\rm H\Gamma}^2 + x_{\rm H\Gamma} (x_{\rm H\Gamma} + x_{d_1})}{r_{\rm H\Gamma}^2 + (x_{\rm H\Gamma} + x_{d_1})^2}, \right. \\ \left. r_{12} = -\frac{r_{\rm H\Gamma} x_{d_1} x_{d_2}}{r_{\rm H\Gamma}^2 + x_{\rm H\Gamma}^2}, \quad x_{12} = x_{d_1} + x_{d_2} + \frac{x_{\rm H\Gamma} x_{d_1} x_{d_2}}{r_{\rm H\Gamma}^2 + x_{\rm H\Gamma}^2}. \right\}$$
(25-47)

Реактивные мощности генераторов с учетом (25-41), (25-42) и (25-44) определяются из выражений:

$$Q_{1} = \operatorname{Im} \left(\dot{U} \tilde{I}_{1}^{*} \right) = \frac{E_{01}^{*} x_{d2}}{z_{11} z_{12}} \cos \left(\alpha_{11} - \alpha_{12} \right) + \frac{E_{01} E_{02} x_{d1}}{z_{11} z_{12}} \cos \left(\theta_{1} - \theta_{2} + \alpha_{11} - \alpha_{12} \right) - \frac{E_{02}^{*} x_{d1}}{z_{12}^{*}} - \frac{E_{01} E_{02} x_{d2}}{z_{12}^{*}} \cos \left(\theta_{1} - \theta_{2} \right),$$

или

~-

$$Q_{1} = \frac{E_{01}^{2}}{z_{11}} \left(1 - \frac{x_{d1}}{x_{11}} \right) \cos \alpha_{11} - \frac{E_{02}^{2} x_{d1}}{z_{12}^{2}} + \frac{E_{01} E_{02}}{z_{12}} \left[\cos \left(\theta_{1} - \theta_{2} - \alpha_{12} \right) - 2 \frac{x_{d2}}{z_{12}} \cos \left(\theta_{1} - \theta_{2} \right) \right], \quad (25-48)$$

если принять во внимание соотношения, получаемые из (25-47):

$$\frac{z_{12}^2}{z_{11}^2} = \frac{r_{\rm HF}^2 + (x_{\rm HF} + x_{d2})^2}{r_{\rm HF}^2 + x_{\rm HF}^2}, \quad \frac{x_{d1}}{z_{11}} \sin \alpha_{11} + \frac{x_{d2}}{z_{12}} \sin \alpha_{12} = 0,$$
$$\frac{x_{d1}}{z_{11}} \cos \alpha_{11} + \frac{x_{d2}}{z_{12}} \cos \alpha_{12} = 1,0; \quad (25-49)$$

$$Q_{2} = \operatorname{Im} \left(\dot{U}I_{2}^{*} \right) = \frac{E_{02}^{2}}{z_{22}} \left(1 - \frac{x_{d2}}{x_{22}} \right) \cos \alpha_{22} - \frac{E_{01}^{2}x_{d2}}{z_{12}^{2}} + \frac{E_{01}E_{02}}{z_{12}} \left[\cos \left(\theta_{1} - \theta_{2} + \alpha_{12} \right) - 2 \frac{x_{d1}}{z_{12}} \cos \left(\theta_{1} - \theta_{2} \right) \right]. \quad (25-50)$$

Величина напряжения на общих шинах генераторов может быть определена из выражения (25-44). Положив в нем $Z_{c1} = jx_{d1}, Z_{c2} = jx_{d2}$, найдем:

$$U = \sqrt{\dot{U}} \dot{U} = \frac{1}{z_{12}} \sqrt{E_{01}^2 x_{d2}^2 + E_{02}^2 x_{d1}^2 + 2E_{01} E_{02} x_{d1} x_{d2} \cos(\theta_1 - \theta_2)}.$$
(25-51)

В частном случае, когда сопротивления генераторов одинаковы ($x_{d1} = x_{d2} = x_d$),

$$U = \frac{x_d}{z_{12}} \sqrt{E_{01}^2 + E_{02}^2 + 2E_{01}E_{02}\cos(\theta_1 - \theta_2)}.$$
 (25-52)

Активная (P) и реактивная (Q) мощности нагрузки определяются, с одной стороны, суммой соответствующих мощностей генераторов, а с другой — напряжением U и сопротивлениями $r_{\rm Hr}$, $x_{\rm Hr}$ в виде:

$$P = P_{\partial M1} + P_{\partial M2} = \frac{U^2}{r_{H\Gamma}^2 + x_{H\Gamma}^2} r_{H\Gamma}, \qquad (25-53)$$

$$Q = Q_1 + Q_2 = \frac{U^2}{r_{\rm HF}^2 + x_{\rm HF}^2} x_{\rm HF}.$$
 (25-54)

Как можно видеть из приведенных выражений, при заданных параметрах схемы активные и реактивные мощности генераторов, а также напряжение на шинах являются функциями относительного угла нагрузки генераторов $\theta_1 - \theta_2$ и э. д. с. генераторов E_{01} , E_{02} . Это обстоятельство приводит к тому, что регулирование активной и реактивной мощностей одного генератора вызывает изменения этих величин на другом генераторе.

Как и при работе генератора на шины бесконечной мощности, в рассматриваемой схеме изменение э. д. с. генератора Е₀ (регулирование возбуждения) обусловливает соответствующее изменение реактивной мощности генератора. Так, если при $Q_1 > 0$ увеличить э. д. с. E_{01} , то реактивная мощность Q увеличится. Активная мощность первого генератора также в первый момент увеличится, пока роторы машин вращаются с неизменными скоростями и угол $\theta_1 - \theta_2$ сохраняет свое начальное значение. Это приведет к торможению первого генератора и в конечном счете к уменьшению угла $\theta_1 - \theta_2$. Однако после завершения переходного процесса активная мощность генераторов не останется прежней, так как напряжение U в соответствии с (25-51) увеличится и активная мощность **Р** возрастет. Реактивная мощность второго генератора Q_2 при увеличении э. д. с. первого генератора уменьшится. Таким образом, регулирование возбуждения лишь одного генератора в рассматриваемой схеме приводит не только к изменению реактивных мощностей генераторов, но и к некоторому изменению их активных мощностей.

Воздействие на первичный двигатель одного из генераторов сопровождается изменением угла $\theta_1 - \theta_2$ и, следовательно, изменением активной мощности другого генератора. Если при этом возбуждение генераторов не регулируется, то суммарная активная мощность нагрузки, несмотря на постоянство сопротивлений $r_{\rm Hr}$, $x_{\rm Hr}$, несколько изменяется ввиду непостоянства напряжения U.

Для поддержания постоянным напряжения на шинах с изменением активных мощностей генератора (угол $\theta_1 - \theta_2 =$ var) необходимо одновременно регулировать возбуждение обеих машин.

Итак, перераспределение активных и реактивных мощностей между двумя генераторами при условии сохранения постоянным напряжения на шинах достигается одновременным воздействием на первичные двигатели и возбуждение синхронных машин.

Граница статической устойчивости режимов работы двух генераторов определяется некоторым значением относительного угла $(\theta_1 - \theta_2)_{np}$. Если сопротивления нагрузки $r_{\rm Hr}$, $x_{\rm Hr}$ постоянны и отсутствует непрерывное регулирование возбуждения машин, область устойчивой работы при

сохранении частоты в схеме соответствует условиям:

$$\frac{dP_{\Im M1}}{d\theta_1} > 0, \qquad \frac{dP_{\Im M2}}{d\theta_2} > 0. \tag{25-55}$$

Вычислив производные (25-55) с помощью выражений (25-45), (25-46) найдем:

$$\cos(\theta_1 - \theta_2 - \alpha_{12}) > 0, \quad \cos(\theta_1 - \theta_2 + \alpha_{12}) > 0.$$
 (25-56)

Условиям (25-56) соответствует угол $\theta_1 - \theta_2$, лежащий в предела

$$-(90^\circ+\alpha_{12}) < \theta_1-\theta_2 < 90^\circ+\alpha_{12}.$$

Граничный по устойчивости угол равен

$$(\theta_1 - \theta_2)_{np} = \pm (90^\circ + \alpha_{12}).$$
 (25-57)

Отметим, что $\alpha_{12} < 0$.

РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ И СИНХРОННОГО КОМПЕНСАТОРА

§ 26-1. Рабочие свойства синхронного двигателя, включенного на сеть бесконечной мощности

Если активная мощность, потребляемая двигателем из сети, определяется величиной механической нагрузки на валу, то реактивная мощность двигателя может изменяться независимо от активной посредством регулирования тока возбуждения.

В § 24-5 было показано, что реактивная мощность синхронной машины является четной функцией угла нагрузки θ . Это значит, что характер изменения реактивной мощности с углом θ одинаков как для генератора ($\theta > 0$), так и для двигателя ($\theta < 0$), что наглядно видно из графиков $P_{\text{эм}} = f(Q)$, которые симметричны относительно оси абсцисс (рис. 24-8).

Поэтому все результаты, полученные при рассмотрении характеристик, связанных с реактивной мощностью синхронного генератора (§ 25-3, б), справедливы и для двигательного режима.

Так, если аналогично предыдущему считать режим двигателя при $\cos \varphi = 1,0$ режимом нормального возбуждения $(i_{\rm B} = i_{\rm B1})$, то при перевозбуждении $(i_{\rm B} > i_{\rm B1})$ синхронный двигатель генерирует в электрическую сеть положительную реактивную мощность (Q > 0), при недовозбуждении $(i_{\rm B} < i_{\rm B1})$ — отрицательную (Q < 0).

При постоянной нагрузке на валу двигателя ($M_2 = \text{const}$) его электромагнитный момент и электромагнитная мощность также остаются неизменными. Практически постоянна при этом и потребляемая двигателем из сети активная мощность $P_1 = mUI \cos \varphi$. Следовательно, при $M_2 = \text{const}$ активная составляющая тока якоря I_a постоянна. Изменение тока возбуждения в этих условиях вызывает соответствующее изменение реактивной составляющей тока якоря I_r , а значит и полного тока I. Зависимость $I = f(i_B)$, называемая U-о б р а з н о й x а р а к т е р и с т и к о й, имеет для двигателя такой же вид, как и для генератора (рис. 25-9).

Как и при работе генератором, в двигательном режиме изменение тока возбуждения при постоянстве M_2 сопровождается изменением угла нагрузки θ : он уменьшается при усилении возбуждения и растет при

ослаблении возбуждения. Рабочие углы θ в двигателе не должны превосходить предельного по условиям статической устойчивости значения θ_{np} , которое определяется уравнением (25-16). С этой точки зрения уменьшение возбуждения двигателя имеет некоторый предел, при котором угол θ достигает значения θ_{np} .

Произведем оценку величины той минимальной э. д. с. $E_{\text{опр}}$, которая в неявнополюсном двигателе с ненасыщенной магнитной цепью соответствует границе статической устойчивости. Пренебрежем активным сопротивлением якоря машины. Пусть номинальный режим двигателя характеризуется активной мощностью якоря $P_{\mathfrak{I}_{\mathsf{M}}} = P_{\mathsf{I}_{\mathsf{H}}} = m U_{\mathsf{H}} I_{\mathsf{H}} \cos \varphi_{\mathsf{H}}$ (в относительных единицах равной $P_{\mathfrak{I}_{\mathsf{M},\mathsf{H}}} = P_{\mathsf{I}} = \cos \varphi_{\mathsf{H}}$) и реактивной мощностью $Q_{\mathsf{H}} = m U_{\mathsf{H}} I_{\mathsf{H}} \sin \varphi_{\mathsf{H}}$ (в относительных единицах $Q_{\mathsf{H}} = \sin \varphi_{\mathsf{H}}$). Принимая для двигателя $\theta > 0$ и $P_{\mathfrak{I}_{\mathsf{M}}} > 0$, угол нагрузки в этом режиме θ_{H} можно найти с помощью общих выражений активной и реактивной мощностей:

$$P_{\rm PM} = \frac{E_0 U}{x_d} \sin \theta, \qquad (26-1)$$

$$Q = \frac{E_0 U}{x_d} \cos \theta - \frac{U^2}{x_d}.$$
 (26-2)

Обозначив в номинальном режиме $E_0 = E_{0H}$, $\theta = \theta_H$, получим из (26-1), (26-2) (учитывая, что $U_H = 1,0$):

$$\operatorname{tg} \theta_{\mathrm{H}} = \frac{x_d \cos \varphi_{\mathrm{H}}}{1 + x_d \sin \varphi_{\mathrm{H}}}.$$
(26-3)

$$E_{0\mathrm{H}} = x_d \frac{\cos \varphi_{\mathrm{H}}}{\sin \theta_{\mathrm{H}}} = x_d \frac{\cos \varphi_{\mathrm{H}}}{\operatorname{tg} \theta_{\mathrm{H}}} \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \theta_{\mathrm{H}}} = \sqrt{1 + 2x_d \sin \varphi_{\mathrm{H}} + x_d^2}.$$
(26-4)

Для неявнополюсного двигателя при r = 0 и отсутствии специального регулирования возбуждения $\theta_{\rm np} = 90^{\circ}$. Поэтому минимальная с точки зрения устойчивости э. д. с. $E_{\rm onp}$ при заданной активной мощности $P_{\rm PM}$ определится из (26-1):

$$\frac{E_{\text{onp}}U}{x_d} = P_{\text{am}}.$$
(26-5)

Деля (26-5) на (26-4), получаем:

$$\frac{E_{\text{onp}}}{E_{\text{oH}}} = \frac{P_{3M} x_d}{U \sqrt{1 + 2x_d \sin \varphi_{\text{H}} + x_d^2}}.$$
(26-6)

При номинальном напряжении (U = 1,0):

$$\frac{E_{\text{onp}}}{E_{0^{\text{H}}}} = \frac{P_{\text{PM}}x_d}{\sqrt{1+2x_d\sin\varphi_{\text{H}}+x_d^2}}.$$
(26-7)

Из выражения (26-7) следует, что э. д. с. E_{onp} тем ближе к номинальному значению э. д. с. от потока возбуждения E_{on} , чем больше нагрузка двигателя и чем меньше в номинальном режиме sin $\varphi_{\rm H}$ (с учетом знака $\varphi_{\rm H}$). Отношение $E_{\rm onp}/E_{\rm OH}$ больше для двигателей, обладающих эначительными сопротивлениями x_d .

Статическая перегружаемость синхронного двигателя $k_{\rm M}$ характеризуется отношением максимальной по условиям устойчивости электромагнитной мощности при номинальном возбуждении $P_{\rm 200.11}$ к номинальной электромагнитной мощности $P_{\rm 200.11}$. Для неявнополюсного двигателя, как это следует из (26-1) и (26-3),

$$k_{\rm M} = \frac{P_{\partial {\rm M.H}}}{P_{\partial {\rm M.H}}} = \frac{U}{\sin \theta_{\rm H}} = U \frac{\sqrt{1 + 2x_d \sin \varphi_{\rm H} + x_d^3}}{x_d \cos \varphi_{\rm H}}.$$
 (26-8)

Перегружаемость двигателя, как видно, увеличивается с уменьшением сопротивления x_d машины и соз $\varphi_{\rm H}$ (имеется в виду $\varphi_{\rm H} > 0$). Аналогичная зависимость для величины $k_{\rm M}$ получается и для явнополюсных двигателей. Современные синхронные двигатели выполняются с $x_d \approx 0.8 \div 1.5$ и соз ($+ \varphi_{\rm H}$) = 0.8 $\div 0.9$ и имеют поэтому перегружаемость, равную примерно двум.

Количественная оценка режимов работы двигателя при различной величине его нагрузки ($M_2 = var$) и неизменном токе возбуждения ($i_B = const$) дается с помощью р а б о ч и х х а р а к т е р и с т и к. Под последними понимают зависимость потребляемой активной мощности P_1 , тока якоря I, соз φ и к. п. д. η от полезной мощности на валу $P_2 = M_2\Omega_1$. При этом частота сети и напряжение на зажимах якоря двигателя Uпринимаются постоянными.

Характер зависимости соз $\varphi = f(P_2)$ нетрудно установить, например, с помощью рис. 24-8. Пусть при номинальной нагрузке P_{2H} двигатель перевозбужден и, следовательно, соз (+ φ_H) < 1,0. Электромагнитная мощность в этом режиме $P_{\Im M.H} = P_{2H} + p_{MX}$, где p_{MX} — механические потери двигателя, составляющие малую долю от P_{2H} . Точка на кривой $P_{\Im M} = f(Q)$, соответствующая номинальному режиму перевозбужденного двигателя, лежит в правом нижнем квадранте рис. 24-8. Если теперь нагрузку на валу двигателя уменьшать, то при неизменном токе возбуждения ($E_0 = \text{const}$) точка, определяющая режим на кривой $P_{\Im M} = f(Q)$, будет смещаться к оси Q, так как мощность $P_{\Im M}$ при этом убывает. Коэффициент мощности начнет уменьшаться, но знак реактивной мощности все время сохраняется положительным. Аналогично можно проследить изменение соз φ с нагрузкой двигателя и при других эначениях тока возбуждения, остающегося постоянным.

Отрезок, заключенный между началом координат и кривой $P_{_{9M}} = f(Q)$, пропорционален току якоря, так как при r = 0 потребляемая двигателем



Рис. 26-1. Рабочие характеристики синхронного двигателя

(мощности и ток даны в до-

лях номинальных значений).

активная мощность P_1 равна мощности $P_{_{\rm ЭМ}}$ Поэтому по величине этих отрезков на рис. 24-8 можно судить о характере изменения тока *I* с нагрузкой $P_2 = P_{_{\rm ЭМ}} - p_{_{\rm MX}}$. Так, если двигатель значительно перевозбужден, то в области малых нагрузок величина тока *I* мало меняется.

К. п. д. двигателя по общему определе нию равен

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{p}{P_2 + p},$$

где р — общие потери машины.

В режиме рабочих характеристик, когда $U = \text{const}, i_{\text{B}} = \text{const}, \text{ остаются практиче}$ ски постоянными следующие потери: на возблуживание р. в соргания диора в на

возбуждение $p_{\rm B}$, в сердечнике якоря $p_{\rm c}$, ме ханические и вентиляционные $p_{\rm MX}$. Потери в обмотке якоря равнь $p_{\rm M1} = mI^2 r$, или с некоторым приближением $p_{\rm M1} = c_1 P_2^n$, где n — коэф фициент, равный примерно двум-трем. Беря производную от к. п. д. по на грузке P_2 и приравнивая ее нулю, находим соотношение между потерями при котором к. п. д. достигает максимума: $p_{\rm B} + p_{\rm C} + p_{\rm MX} = (n-1) p_{\rm M1}$

На рис. 26-1 представлены рабочие характеристики перевозбужденного синхронного двигателя.

§ 26-2. Работа синхронного двигателя при неноминальных условиях

На практике возможны отклонения величин напряжения и частоть сети от их номинальных значений. Рассмотрим, как это скажется на ра боте синхронного двигателя.

а) РАБОТА ДВИГАТЕЛЯ ПРИ НЕНОМИНАЛЬНОМ НАПРЯЖЕНИИ

Пусть величина напряжения на зажимах якоря двигателя U изменилась по сравнению с номинальным значением ($U \neq 1,0$), а частота сети осталась неизменной. Допустим, что двигатель при новом значении напряжения продолжает работать с прежней нагрузкой ($M_2 = \text{const}$) и при исходной величине тока возбуждения ($E_0 = \text{const}$). В этих условиях электромагнитный момент двигателя $M_{3M} = M_2 + M_0$ и электромагнитная мощность $P_{3M} = M_{3M}$ не претерпевают изменения. Проведем дальнейший анализ на примере неявнополюсного двигателя с ненасыщенной магнитной цепью. Результаты его качественно справедливы также для двигателей явнополюсного типа.

Если в режиме с заданной нагрузкой напряжение U становится отличным от единицы, то в силу постоянства $P_{\rm 2M}$ будем иметь:

$$\frac{E_0}{x_d}\sin\theta_0 = \frac{E_0U}{x_d}\sin\theta,$$
$$\sin\theta = \frac{\sin\theta_0}{U},$$
(26-9)

или

где θ_0 — значение угла θ в режиме с номинальным напряжением U = 1,0. Как видно из выражения (26-9), при понижении напряжения (U < 1,0)

угол нагрузки θ возрастает. Поскольку предельный по устойчивости угол $\theta_{np} = 90^\circ$, то минимальное напряжение, при котором двигатель окажется на границе статической устойчивости, из (26-9) равно

$$U_{\rm np} = \sin \theta_0. \tag{26-10}$$

Статическая перегружаемость двигателя $k_{\rm M}$ [см. (26-8)] при неизменном возбуждении уменьшается при снижении напряжения пропорционально ему.

Изменение напряжения U отзывается и на величине тока якоря I. Поскольку $P_1 = UI_a \approx P_{\scriptscriptstyle ЭМ}$, то активная составляющая тока I_a изменяется обратно пропорционально величине U. Полный ток I увеличивается при уменьшении U и наоборот (в некотором диапазоне значений U). В самом деле, из выражений (24-29), (24-33) активная и реактивная составляющие тока равны:

$$I_a = \frac{E_0}{x_d} \sin \theta$$
, $I_r = \frac{E_0}{x_d} \cos \theta - \frac{U}{x_d}$.

Из этих выражений следует, что

$$x_{a}^{2}I^{2} = x_{d}^{2} (I_{a}^{2} + I_{r}^{2}) = E_{0}^{2} - 2E_{0}U\sqrt{1 - \sin^{2}\theta} + U^{2} = E_{0}^{2} - 2E_{0}\sqrt{U^{2} - U^{2}\sin^{2}\theta} + U^{2}.$$

Подставляя сюда U sin 6 из (26-9), получаем:

$$x_d^2 I^2 = E_0^2 - 2E_0 \sqrt{U^2 - \sin^2 \theta_0} + U^2.$$
 (26-11)

Обозначая в исходном режиме с номинальным напряжением ток якоря буквой I_0 , найдем с помощью (26-11):

$$k_{\rm I} = \frac{I^2}{I_0^2} = \frac{E_0^2 - 2E_0 \sqrt{U^2 - \sin^2 \theta_0} + U^2}{E_0^2 - 2E_0 \sqrt{1 - \sin^2 \theta_0} + 1}.$$
 (26-12)

Нетрудно показать, что функция $k_{\rm I} = f(U)$ имеет минимум при $U = \sqrt{E_0^3 + \sin^2 \theta_0}$. Обычно синхропный двигатель работает с перевозбуждением и $E_0 > 1,0$. Поэтому при снижении U коэффициент $k_{\rm I}$ может только увеличиваться. При увеличении Uдо величины $\sqrt{E_0^2 + \sin^2 \theta_0}$ коэффициент $k_{\rm I}$ уменьшается. К. п. д. двигателя остается практически постоянным при изменении U. Действительно, потери $p_{\rm B}$, $p_{\rm MX}$ остаются без изменения; потери $p_{\rm C}$ в первом приближении пропорциональны U^2 (при постоянной частоте напряжение U пропорционально индукции в сердечнике якоря), а потери $p_{\rm M1}$ приблизительно обратно пропорциональны U^2 . Таким образом, при P_2 = const полные потери p изменяются незначительно. Отметим, что при повышении U и E_0 = const реактивная мощность, генерируемая перевозбужденным двигателем в сеть, уменьшается.

Итак, режим работы двигателя при пониженном напряжении представляет опасность с точки зрения уменьшения запаса устойчивости (увеличенные значения θ) и целостности изоляции обмотки якоря (увеличенные потери $p_{\rm M1}$).

6) РАБОТА ДВИГАТЕЛЯ ПРИ НЕНОМИНАЛЬНОЙ ЧАСТОТЕ

Пусть напряжение на зажимах якоря двигателя остается неизменным, а частота сети f отличается от номинальной. Допустим, что момент нагрузки M_2 , а следовательно, практически электромагнитный момент M_{2M} остаются без изменения. Поскольку в рассматриваемом случае f = var, удобно оперировать с величинами, имеющими физическую размерность. Считаем, как и раньше, что ток возбуждения двигателя остается постоянным. Но поскольку $E_0 \sim \Phi_0 f$, то при $i_{\rm B} = {\rm const}$ имеем: $E_0 \sim f$. Заметим также, что $x_d \sim f$.

Электрома^тнитная мощность $P_{\partial M} = M_{\partial M} \Omega_1 \sim f$; с другой стороны, $P_{\partial M} = \frac{mE_0 U}{x_d} \sin \theta$, поэтому $\sin \theta \sim f$. Активная мощность $P_1 = mUI_a$, практически равная мощности $P_{\partial M}$, тоже пропорциональна частоте f; следовательно, активная составляющая тока $I_a \sim f$.

практически равная поцности $I_{\text{эм}}$, тока $I_a \sim f$. В выражении реактивной мощности $Q = \frac{mE_0U}{x_d} \cos \theta - m \frac{U^2}{x_d}$ первый член меняется с частотой в той мере, в какой изменяется соз θ ; второй — обратно пропорционально частоте. Обычно угол θ в двигателях при номинальном режиме не превосходит $20 - 30^\circ$. Поэтому при уменьшении частоты, когда θ также уменьшается, первый член в выражении для Q практически не меняется, а второй растет и реактивная мощность двигателях. К. п. д. двигателя изменяется мало: потери $p_{\rm B}$ остаются неизменными, потери $p_{\rm MX}$ и $p_{\rm M1}$ увеличиваются, а $p_{\rm c}$ — уменьшаются с ростом частоты, полные потери растут при увеличении f, но при этом растет и полезная мощность $P_2 = M_2 \Omega_1 \sim f$.

Более заметно при f = var может измениться режим двигателя, если момент нагрузки зависит от скорости вращения. Так, если синхронный двигатель служит приводом воздуходувки, для которой $M_2 \sim \Omega_1^2$, то, носкольку синхронная скорость вращения машины пропорциональна частоте, $M_2 \approx M_{\rm 3M} \sim f^2$. Электромагнитная мощность $P_{\rm 3M} \sim f^3$, следовательно, в этом случае sin $\theta \sim f^3$. Увеличение частоты в подобной установке может значительно уменьшить статическую перегружаемость двигателя и повысить величину тока в цепи якоря машины.

Предусмотренные ГОСТ допустимые длительные отклонения в величинах напряжения и частоты для синхронных двигателей, работающих с номинальной нагрузкой, такие же, как и для асинхронных двигателей (§ 17-5).

§ 26-3. Работа синхронного двигателя от генератора соизмеримой мощности

Одна из возможных схем совместной работы синхронного генератора и синхронного двигателя, имеющих соизмеримые мощности, аналогична схеме рис. 25-1, г. На ней одна машина работает генератором, другая двигателем. Кроме того, на шины может быть включена нагрузка, характеризуемая сопротивлениями $r_{\rm Hr}$, $x_{\rm Hr}$.

Очевидно, все соотношения для рассматриваемой схемы, полученные в § 25-5 применительно к работе обеих машин в генераторном режиме, справедливы и для случая, когда одна из машин работает двигателем. Нужно лишь ограничиться такой областью значений относительного угла $\theta_1 - \theta_2$, в которой электромагнитная мощность одной машины положительна (генератор), а другой — отрицательна (двигатель). Разумеется, количественные соотношения справедливы, как и ранее (§ 25-5), для неявнополюсных синхронных машин. Вместе с тем, качественная сторона явлений распространяется и на явнополюсные машины.

Характер взаимного влияния двух машин при изменении нагрузки или их возбуждения был показан в § 25-5. Следует лишь учесть, что активная мощность двигателя определяется заданной нагрузкой на его валу.

Представляет интерес схема непосредственного соединения обмоток якорей генератора и двигателя, являющаяся частным случаем схемы рис. 25-1, ϵ , на которой нужно положить $Z_{\rm Hr} = \infty$; это схема так называемой установки генератор — двигатель. По ней же может быть проанализирован один из возможных способов пуска синхронной машины (§ 27-5).

Основные соотношения, характеризующие режимы работы двигателя и генератора при непосредственном соединении их обмоток якорей, получаются из выражений, приведенных в § 25-5, если в них положить $r_{\rm HF} = x_{\rm HF} = \infty$. При этом, согласно (25-43),

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{12} = Z_{c1} + Z_{c2},$$

$$r_{11} = r_{22} = r_{12} = r_1 + r_2,$$

$$x_{11} = x_{22} = x_{12} = x_{d1} + x_{d2},$$

$$a_{11} = a_{22} = a_{12},$$
(26-13)

где r₁, r₂ — активные сопротивления обмоток якорей машин.

Электромагнитные мощности машин на основании (25-45), (25-46) теперь равны

$$P_{\Theta M1} = \frac{E_{01}}{z_{12}} \left[E_{01} \sin \alpha_{12} + E_{02} \sin \left(\theta_1 - \theta_2 - \alpha_{12} \right) \right], \qquad (26-14)$$

$$P_{\text{PM2}} = \frac{E_{02}}{z_{12}} \left[E_{02} \sin \alpha_{12} - E_{01} \sin \left(\theta_1 - \theta_2 + \alpha_{12} \right) \right]. \tag{26-15}$$

Если пренебречь незначительными активными сопротивлениями обмоток якорей ($r_1 = r_2 = 0$), то углы $\alpha_{11} = \alpha_{22} = \alpha_{12} = 0$, и электромагнитные мощности машин становятся равными по величине и противоположными по знаку:

$$P_{\partial M_1} = -P_{\partial M_2} = \frac{E_{01}E_{02}}{x_{12}}\sin{(\theta_1 - \theta_2)}.$$
 (26-16)

Выражения реактивной мощности (25-48), (25-50), справедливые при $r_1 = r_2 = 0$, принимают теперь вид:

$$Q_{1} = -Q_{2} = \frac{1}{x_{12}^{2}} \left[E_{01}^{2} x_{d2} - E_{02}^{2} x_{d1} + E_{01} E_{02} \left(x_{d1} - x_{d2} \right) \cos \left(\theta_{1} - \theta_{2} \right) \right].$$
(26-17)

Э. д. с. машин E_{01} и E_{02} не могут иметь произвольных значений, так как нормальным режимом работы рассматриваемой схемы является такой, при котором напряжение на шинах U сохраняется постоянным при изменении нагрузки двигателя (обычно U = 1,0). Обозначив $E_{02}/E_{01} = \varepsilon$, $x_{d2}/x_{d1} = \varkappa$ найдем из выражения (25-51):

$$\frac{E_{01}}{U} = \frac{1+\varkappa}{\sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa^2 + 2\varepsilon\varkappa\cos\left(\theta_1 - \theta_2\right)}}.$$
(26-18)

Для определения зависимости E_{01}/U , $\varepsilon = f(\theta_1 - \theta_2)$ при U = constнужно задать величину реактивной мощности в системе генератор — двигатель. Целесообразно реактивными токами не загружать обмотки машин, т. е. принять, что $Q_1 = -Q_2 = 0$; тогда получаем дополнительное уравнение, приравнивая нулю (26-17):

$$\varepsilon^{2} - \varepsilon \left(1 - \varkappa\right) \cos \left(\theta_{1} - \theta_{2}\right) - \varkappa = 0. \tag{26-19}$$

Таким образом, э. д. с. E_{01} , E_{02} , при которых машины будут работать при постоянном U и без обмена реактивной мощностью, определяются из (26-19) и (26-18). Решение (26-19) имеет вид:

$$\varepsilon = a_{\rm c} + \sqrt{a_{\rm c}^2 + \varkappa}, \qquad (26-20)$$

где $a_{\rm c} = 0.5 (1 - \varkappa) \cos (\theta_1 - \theta_2)$, а подстановка этого значения є в (26-18) дает:

$$\frac{E_{01}}{U} = \sqrt{\frac{2 + (1 + \varkappa)}{(1 + \varkappa) - (1 - \varkappa)\sin^2(\theta_1 - \theta_2) + \sqrt{(1 + \varkappa)^2 - (1 - \varkappa)^2\sin^2(\theta_1 - \theta_2)\cos(\theta_1 - \theta_2)}}}{(26-21)}},$$

На рис. 26-2 представлены зависимости E_{01}/U , $\varepsilon = f(\theta_1 - \theta_2)$, рассчитанные по (26-20), (26-21) для нескольких значений параметра \varkappa , в частности для $\varkappa = 1,0$, когда синхронные сопротивления машин одинаковы.

Нетрудно получить также непосредственное выражение э. д. с. машин через величину электромагнитной мощности для рассматриваемых условий (U = const, Q = 0):

$$\frac{E_{01}}{U} = \sqrt{1 + \left(\frac{P_{3M}x_{d1}}{U^2}\right)^2}, \quad \frac{E_{02}}{U} = \sqrt{1 + \left(\frac{P_{3M}x_{d2}}{U^2}\right)^2}.$$

Угловая характеристика машин $P_{\Theta M} = f(\theta_1 - \theta_2)$ может быть определена по (26-16):

$$\frac{P_{\ge M} x_{d_1}}{U^2} = \left(\frac{E_{01}}{U}\right)^2 \frac{\varepsilon}{1+\varkappa} \sin\left(\theta_1 - \theta_2\right), \tag{26-22}$$

где величины E_{01}/U и є для случая $Q_1 = Q_2 = 0$ даны выражениями (26-20), (26-21).

На рис. 26-3 приведены кривые $P_{\Im M} x_{d1} / U^2 = f(\theta_1 - \theta_2)$, которые по виду существенно отличаются от аналогичных кривых при работе синхронной машины на шины бесконечной мощности при постоянстве э. д. с. E_0 .

Статическая устойчивость режимов работы исследуемой схемы обеспечена в зоне углов ($\theta_1 - \theta_2$), определяемых выражением (25-57), в котором



Рис. 26-2. Зависимости E_{01}/U , $\varepsilon = f(\theta_1 - \theta_2)$ для системы генератор — двигатель. $1 - \varkappa = 0.5; \ 2 - \varkappa = 0.75;$ $3 - \varkappa = 1.0.$



Рис. 26-3. Угловые характеристики для системы генератор — двигатель. $1 - \varkappa = 0.5; 2 - \varkappa = 0.75;$ $3 - \varkappa = 1.0.$

следует положить $\alpha_{12} = 0$, т. е.

$$(\theta_1 - \theta_2)_{\pi p} = \pm 90^\circ.$$

Предельная по условиям устойчивости мощность $P_{_{2M,\Pi}}$ в соответствии с (26-22) и (26-20), (26-21) определяется из соотношения

$$\frac{P_{\partial \mathbf{M},\Pi} x_{d1}}{U^2} = \sqrt{\frac{1}{\varkappa}}.$$
(26-23)

Отметим, что при заданных величинах сопротивлений x_{d1} , x_{d2} и напряжения U максимально возможная мощность $P_{_{3M.\Pi}}$ получается при таком возбуждении машин, когда последние обмениваются реактивной мощностью ($Q \neq 0$). Действительно, подставляя (E_{01}/U)² из (26-18) в (26-22) и полагая $\theta_1 - \theta_2 = 90^\circ$, получаем:

$$\frac{P_{\Im M.\Pi} x_{d1}}{U^2} = \frac{\varepsilon (1+\varkappa)}{\varepsilon^2 + \varkappa^2}.$$

Это выражение имеет максимум при $\varepsilon = \varkappa$, равный

$$\left(\frac{P_{\Theta M.\Pi} x_{d1}}{U^2}\right)_{\text{MARC}} = \frac{1+\varkappa}{2\varkappa}.$$
(26-24)

Однако увеличение предельной мощности $P_{\mathfrak{M},\Pi}$ за счет установления такого режима возбуждения машин, при котором $Q \neq 0$, при обычных \varkappa , мало отличающихся от единицы, невелико. На рис. 26-3 крестиками отмечены значения $(P_{\mathfrak{M},\Pi}x_{d1})U^2)_{\mathrm{макс}}$. Поэтому наиболее рациональным режимом возбуждения машин является такой, при котором Q = 0.

Предельная мощность $P_{_{\rm ЭМ. П}}$ в схеме непосредственного соединения двух машин меньше, чем при включении одной из машин на сеть бесконечной мощности.

Следует указать еще на один максимум электромагнитной мощности, который получается при учете активных сопротивлений якорей машин. Он имеет практическое значение только в режиме вращения машин с весьма малой скоростью, когда частота в якоре ничтожна и активное сопротивление обмотки якоря r соизмеримо с индуктивным сопротивлением x_d . Подобный режим возникает в начальной стадии частотного пуска синхронной машины (§ 27-5), когда одна из машин уподобляется генератору, а другая двигателю.

Пусть вторая машина является двигателем ($P_{3M2} < 0$ при $\theta_1 - \theta_2 > 0$); тогда, как видно из (26-15), максимальная электромагнитная мощность двигателя образуется при $\theta_1 - \theta_2 + \alpha_{12} = 90^\circ$ и она равна

$$P_{\text{\tiny ЭМ. Макс}} = \frac{E_{02}}{z_{12}} (E_{02} \sin \alpha_{12} - E_{01}).$$

Это выражение имеет максимум при $E_{02} = E_{01}/2 \sin \alpha_{12}$. В частности, при частоте $f \rightarrow 0$, когда $\sin \alpha_{12} \rightarrow 1,0$ величина $E_{02} \rightarrow E_{01}/2$. Таким образом, в этом случае двигатель имеет наибольшее значение $P_{\text{Эм. макс}}$, если его э. д. с. от потока возбуждения в два раза меньше аналогичной э. д. с. генератора.

§ 26-4. Область применения и рабочие свойства синхронного компенсатора

По мере роста энергосистем и увеличения протяженности линий электропередачи все большее значение приобретают вопросы генерирования реактивной мощности. Потоки реактивной мощности в системе становятся весьма большими, и, что весьма существенно, возникла потребность в генерировании реактивной мощности не только при отстающем, но и опережающем токе. Потребность в больших количествах реактивной мощности возникает не только в системе передачи энергии переменного тока; в электропередаче постоянного тока высокого напряжения на инверторном конце линии также необходимо иметь достаточно крупный источник реактивной мощности. В качестве генераторов реактивной мощности с отстающим током (Q > 0) в настоящее время используются синхронные компенсаторы и статические конденсаторы. Для получения реактивной мощности с опережающим током (Q < 0) применяются реакторы и синхронные компенсаторы, работающие в режиме недовозбуждения.

Синхронные компенсаторы имеют перед статическими конденсаторами ряд преимуществ: они могут генерировать реактивную мощность как положительного, так и отрицательного знака; регулирование величины реактивной мощности осуществляется плавно посредством изменения тока возбуждения компенсатора.

Синхронные компенсаторы, являющиеся генераторами реактивной мощности, позволяют разгружать линии передачи от реактивных токов, повышая их использование, дают возможность поддерживать постоянными заданные уровни напряжения в системе. Регулирование напряжения в системе важно не только в отношении качества электрической энергии, но и с точки зрения увеличения устойчивости системы и уменьшения потерь в сетях.

Синхронные компенсаторы в ряде случаев используются для зарядки и испытания ненагруженных линий электропередачи, а с последовательно включенной емкостью применяются в системах с резко колеблющейся нагрузкой (дуговые печи) для уменьшения колебаний напряжения.

Выше (§ 23-7) уже указывалось, что синхронный компенсатор при работе потребляет из электрической сети незначительную активную мощность, равную сумме потерь в обмотке и сердечнике якоря и механических потерь. Пренебрежем поэтому активной составляющей тока якоря и будем считать его реактивным. В этом случае ток якоря будет продольным и поперечной реакции якоря в машине не возникает. Тогда уравнение напряжения явнополюсного компенсатора при r = 0 в соответствии с (23-2) принимает вид:

$$\dot{\boldsymbol{U}} = \dot{\boldsymbol{E}}_d + \dot{\boldsymbol{E}}_s = \dot{\boldsymbol{E}}_d - j\dot{\boldsymbol{I}}\boldsymbol{x}_s, \qquad (26-25)$$

где \dot{E}_d — э. д. с. от результирующего поля в зазоре по продольной оси. Для машины с насыщенной магнитной цепью можно принять, что E_d связана с результирующей м. д. с. $F_d = F_{\rm B} \pm F_{ad} = i_{\rm B} \pm F_{ad}$ зависимостью в виде характеристики холостого хода $E_0 = f(F_{\rm B})$.

На рис. 26-4, a, b приведены векторные диаграммы компенсатора при недо- и перевозбуждении. При $\dot{E}_0 = \dot{U}$ ток компенсатора равен нулю (I = 0); при недовозбуждении Q < 0, а при перевозбуждении Q > 0.

Для режима с номинальным током возбуждения $i_{\rm BH}$ (режим перевозбуждения) при U = 1,0 на рис. 26-4, в по уравнениям м. д. с. и напря-



Рис. 26-4. Диаграммы синхронного компенсатора: а — при недовозбуждении; б при перевозбуждении; в - к определению максимальных токов якоря.

жения (26-25) построена диаграмма, определяющая максимальную величину отстающего относительно \dot{U} тока якоря, обозначенного I_C . Поскольку в треугольнике $a_1b_1c_1$ катеты $a_1b_1 = F_{ad}$, $b_1c_1 = I_Cx_s$ прямо пропорциональны току якоря, то сторона а₁с₁ также пропорциональна этому току. При уменьшении тока $i_{\rm B}$ ток $I_{\rm C}$ уменьшается и при $i_{\rm B} = i_{\rm B0}$ получается равным нулю. При дальнейшем уменьшении *i*_в ток якоря становится упреждающим по отношению к напряжению \dot{U} и увеличивается по абсолютной величине. Максимальное его значение I_L получается при $i_{\rm B} = 0$. Для этого тока на рис. 26-4, в дано построение в виде треугольника $a_2b_2c_2$. Очевидно, $a_2c_2 \sim I_L$. Треугольники $a_1b_1c_1$ и $a_2b_2c_2$ подобны, а треугольники a_1c_1d и а,с, d приблизительно подобны; поэтому

$$\frac{I_C}{I_L} = \frac{a_1 c_1}{a_2 c_2} \approx \frac{a_1 d}{a_2 d} = \frac{i_{\rm BH} - i_{\rm B0}}{i_{\rm B0}} = i_{\rm BH} - 1, \qquad (26-26)$$

так как в принятой системе относительных единиц $i_{\rm B0} = 1,0$ при U = 1,0. В современных синхронных компенсаторах $i_{\rm BH} = 2,5 \div 3,0$ и, следовательно, $I_C/I_L = 1.5 \div 2.0$. Режим перевозбуждения, как видим, характеризуется наибольшими значениями тока якоря и возбуждения, поэтому он и принимается в качестве номинального режима, а указанные токи номинальными токами компенсатора.

Поскольку в относительных единицах $I_C = 1,0$, то максимальный упреждающий ток $I_L = \frac{I_C}{1,5 \div 2,0} \approx 0,5 \div 0,65$. Его величина может быть определена также через ненасыщенное значение синхронного сопротивления x_d . Действительно, из рис. 26-4, в видно, что результирующая э. д. с. E_d для $i_{\rm B} = 0$ находится почти на прямолинейном участке характеристики холостого хода. Используя уравнение (23-20) при r = 0 и $E_0 = 0$, получаем:

$$I_L = \frac{U}{x_d}$$

а при номинальном напряжении

$$I_L=\frac{1}{x_d}\,.$$

Приведенные соотношения показывают, что синхронные компенсаторы с типовыми параметрами могут генерировать реактивную мощность отрицательного знака $Q_L = UI_L$, по величине не превосходящую 0,5—0,65 от номинальной мощности машины.

Для увеличения мощности Q_L при одновременном сохранении величины номинальной мощности необходимо выполнять компенсаторы с пониженным значением сопротивления x_d , что, однако, связано с увеличением стоимости машины. Поэтому в настоящее время для увеличения мощности Q_L начинает использоваться режим работы явнополюсного компенсатора с отрицательным током возбуждения. На диаграмме рис. 26-4, в такой режим характеризуется треугольником $a_3b_3c_3$. Из рисунка можно видеть, что $a_3c_3 > a_2c_2$, следовательно, ток I_L при отрицательном токе возбуждения увеличивается.

Реализация рассматриваемого режима встречает известные трудности, так как при достижении отрицательным током возбуждения некоторого значения нарушается устойчивая работа компенсатора. Последнее обусловлено тем, что увеличение отрицательного возбуждения приводит к уменьшению электромагнитной мощности $P_{\rm 3M}$, которая не может быть меньше механических потерь в машине $p_{\rm MX}$, так как в установившемся режиме

$$P_{\text{\tiny BM}} = p_{\text{MX}}$$
.

Если возбудитель компенсатора расположен на валу последнего, то вместо потерь $p_{\rm MX}$ следует считать потери $p_{\rm MX} + \frac{p_{\rm B}}{\eta_{\rm B}}$, где $p_{\rm B}$ — потери на возбуждение компенсатора, а $\eta_{\rm B}$ — к.п.д. возбудителя.

Дадим количественную характеристику режима отрицательного возбуждения компенсатора, имея в виду, что при этом магнитная цепь машины не насыщена. Сохраняя мощность **Р**_{эм} и угол θ положительными, будем иметь:

$$-\frac{E_0U}{x_d}\sin\theta + \frac{U^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta = \boldsymbol{p}_{MX}.$$
(26-27)

Пусть $\frac{E_0}{U} = k_{\varepsilon} \left(\frac{x_d}{x_q} - 1 \right)$ и, следовательно, в машине с заданными параметрами E_0/U характеризуется величиной коэффициента k_{ε} . Теперь выражение (26-27) принимает вид:

где

$$(-k_{\varepsilon} + \cos \theta) \sin \theta = A_{p}, \quad (26-28)$$
$$A_{p} = \frac{p_{MX} x_{d}}{U^{2} \left(\frac{x_{d}}{x_{q}} - 1\right)}.$$

Задаваясь различными значениями угла θ , с помощью уравнения (26-28) можно построить зависимость $k_{\varepsilon} = f(\theta)$ для заданной величины коэффициента $A_{\rm p}$ (рис. 26-5). Кривая $k_{\varepsilon} = f(\theta)$ при $A_{\rm p} = {\rm const}$ определяет величину угла θ в установившемся режиме для выбранного значения коэффициента k_{ε} и, следовательно, E_0/U . Максимум функции $k_{\varepsilon} = f(\theta)$ соответствует границе статической устойчивости компенсатора: при дальнейшем



Рис. 26-5. К определению величин э. д. с. E_0 и реактивной мощности Q в режиме отрицательного возбуждения компенсатора.

$$\begin{array}{l} 1 - Ap = 0,010; \ 2 - Ap = 0,025; \\ 3 - Ap = 0,050; \ 4 - Ap = 0,100. \end{array}$$

увеличении E_0 (k_{ϵ}) мощность $P_{2M} < p_{MX}$ для любого θ и установившийся режим невозможен. Границы устойчивости на рис. 26-5 нанесены пункти-

ром; слева от нее расположена область рабочих значений $k_{\epsilon} = f(\theta)$. Если $p_{MX} \rightarrow 0$, то $k_{\epsilon} \rightarrow 1,0$. Для реальных условий $k_{\epsilon} < 1,0$, т. е. $\frac{E_0}{U} < (\frac{x_d}{x_q} - 1)$. Коэффициент k_{ϵ} тем значительнее отличается от 1,0, чем больше потери p_{MX} компенсатора.

Для рассматриваемого случая реактивная мощность компенсатора равна [см. (24-32)]:

$$Q_L = \frac{E_0 U}{x_d} \cos \theta - \frac{U^2}{2} \left[\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_q} - \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\theta \right].$$
(26-29)

Как видно из рис. 26-5, рабочие углы θ при $E_0 = 0$ ($k_{\epsilon} = 0$) весьма малы. Поэтому реактивная мощность при отсутствии возбуждения Q_{L_0} в соответствии с (26-29) равна

$$Q_{L_0} = -\frac{U^2}{x_d}.$$
 (26-30)

Найдем реактивную мощность при отрицательном токе возбуждения в долях мощности при $i_{p} = 0$. Из (26-29), (26-30) получим:

$$\frac{Q_L}{Q_{L_0}} = k_{\varepsilon} \left(\frac{x_d}{x_q} - 1 \right) \cos \theta + 0.5 \left[\frac{x_d}{x_q} + 1 - \left(\frac{x_d}{x_q} - 1 \right) \cos 2\theta \right]. \quad (26-31)$$

При заданных параметрах компенсатора относительная реактивная мощность Q_L/Q_{L_0} в функции θ определяется по (26-31), куда следует подставить известную зависимость $k_e = f(\theta)$. Величина Q_L/Q_{L_0} растет с увеличением x_d/x_a при прочих равных условиях.

личением x_d/x_q при прочих равных условиях. На рис. 26-5 по (26-31) построены зависимости $Q_L/Q_{L_0} = f(\theta)$ для обычного соотношения $x_d/x_q = 1,5$. Пунктирная кривая является границей устойчивости. Эти зависимости показывают, что применение отрицательного возбуждения позволяет увеличить отрицательную реактивную мощность компенсатора предельно на 40—50% по сравнению с таковой при $i_n = 0$.

Повышение надежности работы компенсатора с отрицательными токами возбуждения может быть обеспечено с помощью специальных регуляторов возбуждения, которые, в частности, предотвращают неправильную работу машины при случайном смещении ее ротора (изменение угла θ) на 180°.

Целесообразность использования режима компенсатора с отрицательным возбуждением подтверждена практикой.

СИНХРОНИЗАЦИЯ СИНХРОННЫХ МАШИН С ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТЬЮ

§ 27-1. Общие замечания

Все синхронные машины, за исключением отдельных генераторов, включаемых на автономную нагрузку, работают параллельно с электрической сетью. Начальной стадией параллельной работы машины с сетью является процесс включения ее на сеть или с и н х р о н и з а ц и я синхронной машины. Включение машины на сеть может сопровождаться возникновением значительных токов в ее цепях. С последними связаны большие механические усилия, действующие на обмотку якоря и вал машины. Кроме того, если мощность сети ограничена, синхронизация со значительными токами может привести к снижению напряжения сети, что неблагоприятно отражается на работе потребителей, включенных на эту же сеть. Нормально протекающая синхронизация оканчивается установившимся режимом работы машины с синхронной скоростью Ω_1 .

В зависимости от того, как выполняются необходимые операции при включении машины — обслуживающим персоналом или специальными автоматическими устройствами, синхронизация может быть ручной, полуавтоматической и автоматической.

В обычных условиях частота электрической сети является заданной и не может специально регулироваться при синхронизации машин. В этом случае применяются два основных способа включения машин на сеть: 1) точная синхронизация, 2) грубая синхронизация. Первый способ используется для включения генераторов, а за рубежом — и для включения компенсаторов; второй способ — для всех машин. Последний способ применительно к генераторам называют способом самосинхронизации, а для двигателей и компенсаторов — асинхронным пуском.

В отдельных случаях, например в схеме генератор — двигатель, возможно регулирование частоты в широких пределах. Тогда для придания синхронной машине нормальной скорости вращения может применяться частотный пуск.

§ 27-2. Способ точной синхронизации машин

Допустим, что требуется включить синхронную машину на сеть с заданными величинами напряжения U и частоты f. Точной синхронизацией машины называют такую, при которой процесс включения может протекать практически при отсутствии токов в цепи якоря.

Из уравнений напряжения синхронной машины (23-1), (23-2) следует, что ток якоря равен нулю, если $\dot{U} = \dot{E}_0$. Поэтому при включении машины на сеть необходимо, чтобы: 1) ее напряжение E_0 было по величине равно напряжению сети U; 2) угол θ при включении равен нулю (совпадение по фазе \dot{E}_0 и \dot{U}); 3) частоты напряжения сети (f) и машины ($f_{\rm M}$) одинаковы. Поскольку условие $\dot{U} = \dot{E}_0$ должно выполняться для каждой из фаз, то для трехфазных (многофазных) машин необходимо дополнительное условие: последовательность прохождения через максимумы фазных напряжений в сети и приключаемой машине должна быть одинаковой.

Для включения машины методом точной синхронизации необходимо поэтому выполнить следующие предварительные операции:

1) довести скорость вращения машины до величины, весьма близкой к синхронной (на генераторах — с помощью первичных двигателей, на компенсаторах — с помощью вспомогательного двигателя небольшой мощности, специально предназначенного для процесса синхронизации);

2) регулируя возбуждение синхронной машины, установить на зажимах ее якоря напряжение E_0 , равное напряжению сети U;

3) проверить соответствие последовательности фазных напряжений сети U и машины E_0 .

Поскольку скорость вращения генератора трудно поддерживать строго синхронной, обычно частоты сети и машины несколько отличаются друг от друга. Определим для этих условий напряжения, действующие на фазных зажимах выключателя, с помощью которого машина присоединяется к сети (рис. 27-1). Пусть амплитуды напряжения сети U_m и машины E_{0m} одинаковы, но частоты $f \neq f_{\rm M}$. Мгновенные значения фазных напряжений сети равны:

$$u_a = U_m \sin \omega t, \quad u_b = U_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad u_c = U_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right).$$
 (27-1)

Допустим, что последовательность фаз на выключателе со стороны синхронной машины такая же, как и со стороны сети; тогда мгновенные значения фазных напряжений машины при $E_{0m} = U_m$:

$$e_{0a} = U_m \sin \omega_M t, \quad e_{0b} = U_m \sin \left(\omega_M t - \frac{2\pi}{3} \right), \quad e_{0c} = U_m \sin \left(\omega_M t - \frac{4\pi}{3} \right), \quad (27-2)$$
rge $\omega_M = 2\pi f_M.$



Рис. 27-1. Принципиальная схема включения синхронной машины на сеть методом точной синхронизации. Синхроноскоп включен по схеме на потухание (а) и вращение света (б).

1, 2 — обмотки якоря и возбуждения; 3 — выключатель; 4 — синхроноскоп.

Напряжения на фазных зажимах выключателя с учетом (27-1), (27-2) равны:

$$\Delta u_{a} = u_{a} - e_{0a} = 2U_{m} \sin \left[0, 5\left(\omega - \omega_{M}\right)t\right] \times \\ \times \cos \left[0, 5\left(\omega + \omega_{M}\right)t\right], \\ \Delta u_{b} = u_{b} - e_{0b} = 2U_{m} \sin \left[0, 5\left(\omega - \omega_{M}\right)t\right] \times \\ \times \cos \left[0, 5\left(\omega + \omega_{M}\right)t - \frac{2\pi}{3}\right], \\ \Delta u_{c} = u_{c} - e_{0c} = 2U_{m} \sin \left[0, 5\left(\omega - \omega_{M}\right)t\right] \times \\ \times \cos \left[0, 5\left(\omega + \omega_{M}\right)t - \frac{4\pi}{3}\right].$$

$$(27-3)$$

Выражения (27-3) показывают, что при достаточно малой разности частот $\omega - \omega_{\rm M}$ напряжения на зажимах выключателя представляют почти





гармонические функции времени частоты $0,5 (\omega + \omega_{\rm M})$, огибающая амплитуд которых изменяется во времени также по гармоническому закону, но с малой частотой, равной $0,5 (\omega - \omega_{\rm M})$ (рис. 27-2). Максимальное напряжение в два раза превышает амплитуду фазного напряжения U_m .

Включение машины на сеть должно производиться в тот момент, когда на всех фазах $\Delta u = 0$. При таком включении в цепи якоря токи возникать не будут. Однако практически уловить этот момент весьма трудно, и включение производится при $\Delta u \neq 0$. Определим отрезок времени $t_{\text{доп}}$, на протяжении которого необходимо включить машину на сеть при условии, что напряжение на выключателе не превзойдет величины $\Delta U_{\text{доп}}$. Из рис. 27-2 и выражения (27-3) следует, что

$$t_{\mathrm{gon}} \approx rac{\Delta U_{\mathrm{gon}}}{\pi U_m \left| f - f_{\mathrm{M}} \right|}.$$

Точная синхронизация допускается при разности частот $|f - f_{\rm M}|$, не превышающей 0,2—0,3 гµ. Если принять $\Delta U_{\rm доп}/U_m = 0,1, |f - f_{\rm M}| = 0,2 \div 0,3$ гµ, то $t_{\rm доn} = 0,1 \div 0,16$ сек. Этот пример показывает, что если ограничить разностное напряжение сети и машины Δu , от которого зависит величина тока в якоре при включении машины на сеть, то последняя операция должна быть осуществлена в строго определенное время. Поэтому включение в сеть машины большой мощности методом точной синхронизации осуществляется не только вручную, но и с помощью автоматических устройств. Поскольку время включения выключателя в цепи якоря машины превышает указанное время $t_{\rm доn}$, то автоматические синхронизаторы подают импульс на включение машины с некоторым опережением во времени, так что само включение происходит в наиболее благоприятный момент.

Если включение машины на сеть произведено при напряжении $\Delta u \neq \phi$, обусловленном неравенством частот f и $f_{\rm M}$, то это значит, что при включении \dot{U} и \dot{E}_0 не совпадают по фазе и $\theta \neq 0$. В этом случае в машине возникает электромагнитный момент, который стремится замедлить ротор, если $\theta > 0$, и ускорить его, если $\theta < 0$. После нескольких колебаний угла θ наступает установившийся режим, соответствующий заданным значениям э. д. с. E_0 и момента на валу M_1 . Если при включении машины $\Delta u \neq 0$ за счет неравенства U_m и E_{0m} , а $\theta = 0$, то в якоре устанавливается реактивный ток.

Отметим в заключение, что соответствие последовательности фаз машины и сети может быть установлено с помощью специального прибора с и н х р о н о с к о п а, индикаторные лампы которого включаются по схемам рис. 27-1, *а* или 27-1, *б*. При одинаковой последовательности фаз с обеих сторон выключателя напряжения Δu определяются выражениями (27-3), из которых следует, что огибающие амплитуд напряжения для всех фаз во времени совпадают. Поэтому в рассматриваемых условиях лампы синхроноскопа, включенные на фазные напряжения (рис. 27-1, *a*), должны гореть одинаковым светом; все три лампы будут мигать одновременно с частотой, равной 0,5 ($f - f_{\rm M}$).

Допустим, что последовательность фаз со стороны машины не соответствует таковой со стороны сети; в этом случае вместо (27-2) будем иметь:

$$e_{0a} = U_m \sin \omega_M t, \quad e_{0b} = U_m \sin \left(\omega_M t - \frac{4\pi}{3} \right), \quad e_{0c} = U_m \sin \left(\omega_M t - \frac{2\pi}{3} \right).$$
(27-4)

Фазные напряжения на зажимах выключателя, если принять во внимание (27-1) и (27-4), равны:

$$\begin{split} \Delta u_a &= u_a - e_{0a} = 2U_m \sin\left[0.5\left(\omega - \omega_{\rm M}\right)t\right] \times \cos\left[0.5\left(\omega + \omega_{\rm M}\right)t\right], \\ \Delta u_b &= u_b - e_{0b} = 2U_m \sin\left[0.5\left(\omega - \omega_{\rm M}\right)t - \frac{2\pi}{3}\right] \times \cos\left[0.5\left(\omega + \omega_{\rm M}\right)t\right], \\ \Delta u_c &= u_c - e_{0c} = 2U_m \sin\left[0.5\left(\omega - \omega_{\rm M}\right)t - \frac{4\pi}{3}\right] \times \cos\left[0.5\left(\omega + \omega_{\rm M}\right)t\right]. \end{split}$$
(27-5)

Полученные выражения показывают, что низкочастотные огибающие напряжений Δu сдвинуты во времени по фазе на 120°. Поэтому индикаторные лампы синхроноскопа, включенные по схеме рис. 27-1, *a*, будут в этом случае поочередно загораться и гаснуть. Поскольку они в синхроноскопе располагаются по окружности, возникает зрительный эффект вращения света. Очевидно, направление вращения света зависит от знака $\omega - \omega_{\rm M}$, т. е. при $\omega_{\rm M} > \omega$ вращение происходит в одну сторону, а при $\omega_{\rm M} < \omega$ в противоположную. Таким образом, вращение света ламп синхроноскопа в схеме рис. 27-1, *a* указывает на несоответствие последовательности фаз сети и машины.

При включении ламп синхроноскопа по схеме рис. 27-1, δ они находятся под напряжением Δu , определяемым выражением (27-5), если последовательность фаз на зажимах выключателя со стороны сети и машины одинаковы, и выражением (27-3), если последовательность фаз — неодинакова. Таким образом, для этой схемы эффект вращения света указывает на возможность синхронизации машины, а одновременное изменение света трех лами — на несоответствие последовательности фаз сети и машины.

§ 27-3. Способ грубой синхронизации (самосинхронизации) генераторов

Способ самосинхронизации генераторов состоит в следующем. С помощью первичного двигателя невозбужденному генератору придают скорость вращения Ω , близкую к синхронной Ω_1 (обычно $s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} \approx$ $\approx \pm 0.02 \div 0.03$). Обмотка возбуждения генератора в этой первой стадии процесса самосинхронизации замкнута на внешнее активное сопротивление (рис. 27-3, *a*). Это сопротивление в схеме возбуждения используется при г а ш е н и и п о л я генератора, т. е. при необходимости быстрого уменьшения потока возбуждения до нуля. Затем обмотка якоря включается на сеть, а на обмотку возбуждения подается нормальное напряжение (рис. 27-3, *б*). Возникающий в машине электромагнитный момент стремится уменьшить величину начального скольжения s_0 , и после нескольких ко-



Рис. 27-3. Принципиальная схема включения синхронного генератора на сеть методом самосинхронизации: а — при разгоне до скорости, близкой к синхронной; б — при непосредственной синхронизации с сетью.

1, 2 — обмотки якоря и возбуждения; 3 — выключатель; 4 — внешнее активное сопротивление. лебаний угла θ и скольжения *s* наступает установившийся режим, когда ротор вращается с синхронной скоростью.

Из краткого описания процесса самосинхронизации генераторов видна крайняя простота операций рассматриваемого способа включения машин на сеть, не требующего более или менее точного соответствия напряжения и частоты машины и сети. Поскольку теперь отпадает необходимость регулирования на генераторе указанных величин, продолжительность включения машины на сеть методом самосинхронизации намного меньше, чем в случае применения точной синхронизации.

Преимущество самосинхронизации в сравнении с точной синхронизацией генераторов особенно заметно проявляется во время аварийных состояний энергосистемы, когда в ней внезапно появляется дефицит активной мощности и требуется быстрое включение на сеть резервных генераторов. В аварийных режимах частота сети отклоняется от номинальной и изменяется во времени. В этих условиях включение генератора методом точной синхронизации, требующее выполнения условия $f_{\rm M} \approx f$, весьма затруднительно и занимает много времени. Самосинхронизация генератора допускает более или менее значительные расхождения Ω и Ω_1 и поэтому осуществляется быстро не только при нормальных, но и при аварийных режимах энергосистемы.

Отсутствие устройств, связанных с регулированием напряжения и частоты и контролем соответствия $E_0 \approx U$, $f_{\rm M} \approx f$ при включении генератора, делает схему автоматической самосинхронизации весьма простой и надежной. Это особенно важно для полностью автоматизированных электростанций, работающих без обслуживающего персонала.

Таким образом, применение способа самосинхронизации значительно облегчило решение задач, связанных с автоматизацией электростанций. Способу самосинхронизации присущи, конечно, не только положительные качества, отмеченные выше. Недостатком его является протекание в цепи якоря генератора значительных токов. Поэтому установлен критерий применимости метода самосинхронизации генераторов: амплитуда периодической составляющей тока якоря не должна превосходить более чем в 3,5 раза амплитуду номинального тока. Надо заметить, что для гидрогенераторов этот критерий выполняется независимо от значения дополнительных сопротивлений, которые могут оказаться включенными последовательно с генератором, таким образом, практически в любом случае гидрогенератор может быть включен на сеть способом самосинхронизации.

Аналитическое исследование процесса втягивания генератора в синхронизм при его самосинхронизации весьма сложно; поэтому ограничимся некоторыми общими соображениями.

На первой стадии процесса самосинхронизации ускорение агрегата определяется разностью момента первичного двигателя M_1 и момента, обусловленного механическими потерями генератора $M_{\rm mx}$:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M_1 - M_{\rm MX}}{J} = \frac{M_1'}{J}.$$

Зависимость $\Omega = f(t)$ при воздействии на ротор генератора только момента механических сил M'_1 называется пусковой характеристикой генератора. Вид последней зависит от настройки регулятора, регулирующего поступление рабочего агента (пара, воды ит. д.) в первичный двигатель. Поэтому для различных настроек регулятора получается, вообще говоря, семейство пусковых характеристик генератора.

На рис. 27-4 приведены три характеристики, соответствующие постоянной настройке регулятора скорости на нормальную частоту f = 50 ги (скорость генератора в установившемся режиме равна Ω_1) и на частоты, меньшие и бо́льшие нормальной. Колебательный характер скорости при подходе к установившемуся значению объясняется наличием запаздывания в системе регулирования.



Рис. 27-4. Пусковые характеристики синхронного генератора при настройке регулятора скорости на различную частоту: нормальную (1), больше (2) и меньше (3) нормальной.

Допустим, что пуск генератора осуществляется в соответствии с кривой 1 рис. 27-4. В момент включения якоря генератора на сеть машина вращается с некоторым скольжением s_0 , равным $(\Omega_1 - \Omega_0)/\Omega_1 = (\omega_1 - - \omega_0)/\omega_1$ (точка *a*). Дальнейшее движение ротора генератора определяется, с одной стороны, моментом механических сил M'_1 , который не равен нулю в некоторой области значений Ω , близких к Ω_1 , а с другой, — электромагнитным моментом $M_{\rm PM}$. Последний имеет несколько составляющих (§ 45-2):

1. Асинхронный момент, возникающий вследствие вращения обмоток ротора в магнитном поле якоря. Этот момент, пропорциональный U^2 , аналогичен электромагнитному моменту в асинхронной машине. Однако, поскольку обмотки ротора синхронного генескам d всположени обмотка

ратора несимметричны по осям d, q: по оси d расположены обмотка возбуждения и демпферная обмотка, а по оси q — только демпферная обмотка (и с другими параметрами), асинхронный момент, кроме обычной составляющей $M_{\text{эм.а}}$, являющейся функцией скольжения, имеет еще знакопеременную составляющую $M_{\text{эм.р}}$, изменяющуюся с частотой 2sf.

2. Электромагнитный момент, обусловленный возбуждением машины. Аналогично электромагнитному моменту в синхронном режиме [см., например, (24-6)] он также состоит из двух составляющих: одна из них $M_{\partial M.K}$, называемая моментом короткого замыкания, пропорциональна E_0^* ; другая — $M_{\partial M.C}$ — пропорциональна E_0U и соответствует второму слагаемому в (24-6). Поскольку угол θ пропорционален *sf*, последняя составляющая момента знакопеременна. Заметим, что амплитуда этой составляющей при $r \neq 0$ определяется иначе, чем в (24-6).

Непосредственно после включения машины на сеть с некоторым скольжением s_0 и подачи возбуждения главную роль в изменении скорости вращения ротора среди составляющих электромагнитного момента играет $M_{\text{эм.а}}$, представляющий собой среднее значение асинхронного момента. Вид кривых $M_{\text{эм.а}} = f(s)$ можно видеть на рис. 27-5.

Если включение машины произведено при нижесинхронной скорости $(s_0 > 0,$ точка *a* на рис. 27-4), то момент механических сил M'_1 и составляющая $M_{\text{эм.а}}$ имеют одинаковый знак — они ускоряют ротор и способствуют увеличению скорости. При включении машины, вращающейся со скоростью выше синхронной $(s_0 < 0)$, асинхронный момент $M_{\text{эм.а}}$ имеет уже противоположный знак и обусловливает отрицательное ускорение. Если

при этом включение машины происходит в момент времени, соответствующий точке s на рис. 27-4, то M'_1 имеет тот же знак, что и $M_{\text{эм.а}}$; при включении же в точке $\delta M'_1$ и $M_{\text{ам.а}}$ имеют противоположные знаки.

Как показывают исследования процесса самосинхронизации, наиболее благоприятным является случай включения машины, когда M'_1 и $M_{\text{ам.а.}}$ имеют одинаковый знак.

Кроме того, момент механических сил M'_1 в момент включения не должен превосходить некоторого значения, меньшего, чем величина максимального момента $M_{\rm эм.a}$ на характеристике $M_{\text{PM},\mathbf{a}} = f(s)$. В противном случае ускорение ротора генератора при переходе через синхронную скорость может стать значительным и синхронизация затягивается. Следует также иметь в виду, что если генератор включается на сеть при $s_0 > 0$, то тормозящего действия, оказывследствие ваемого составляющей электромагнитного момента $M_{\rm \partial M.K},$ необходимо, чтобы M'_1 + + М_{эм.а} > М_{эм.к}. При невыполнении этого скольжения не будет стремиться к нулю.



Рис. 27-5. Зависимость среднего асинхронного момента от скольжения для генераторов различных типов.

 гидрогенератор без демпферной обмотки; 2 — гидрогенератор с демпферной обмоткой; 3 — турбогенератор.

условия среднее значение

Величина угла θ_0 при включении машины определяет значения токов в контурах генератора; при $s_0 \ll 0.02 \div 0.03$ она сказывается также на продолжительности процесса синхронизации.

При подходе машины к синхронизму ($\Omega \to \Omega_1$) $M_{\text{эм.а}} \to 0$ и втягивание в синхронизм происходит под действием составляющих электромагнитного момента $M_{\text{эм.р}}$ и $M_{\text{эм.с}}$. После нескольких колебаний угла θ процесс самосинхронизации заканчивается и наступает установившийся режим.

Отметим, что момент $M_{\text{эм.с.}}$, обусловленный возбуждением генератора, предотвращает возможность неправильной синхронизации при угле $\theta = 180^\circ$, которая не исключена, если на сеть включается явнополюсная машина без возбуждения. Дело в том, что вторая гармоническая электромагнитного момента по углу θ [см., например, (24-14)] имеет одинаковые значения для двух углов θ , отличающихся на 180°.

Как указывалось выше, включение машины обычно производится при $s_0 = \pm (0,02 \div 0,03)$. Однако самосинхронизация может быть осуществлена и при бо́льших значениях скольжения s_0 . Однако время ввода генератора в работу при этом заметно увеличивается и в машине возрастают колебания тока и электромагнитного момента. Основное влияние

на длительность «подтягивания» генератора к синхронной скорости оказывает момент $M_{\rm 2M,a}$.

В случае самосинхронизации при значительных величинах s_0 подача возбуждения на генератор производится с выдержкой времени, а именно, когда скольжение машины достигает значений 0.02-0.03. Продолжительность самосинхронизации генератора при $s_0 \leq 0.02 \div 0.03$ с момента включения машины на сеть составляет от долей секунды до нескольких секунд; с момента пуска агрегата — 1-2 мин.

§ 27-4. Асинхронный пуск синхронных двигателей и компенсаторов

Основной способ синхронизации синхронных двигателей и компенсаторов — это их асинхронный пуск. Весь процесс асинхронного пуска, как и процесс самосинхронизации генераторов, состоит по существу из двух этапов: разгона машины до скорости, мало отличающейся от синхронной, и непосредственной синхронизации с сетью.

На первой стадии процесса машина разгоняется как обычный асинхронный двигатель за счет асинхронного электромагнитного момента, возникающего после включения обмотки якоря на сеть. Для улучшения пусковых характеристик синхронных двигателей и компенсаторов на их роторах, помимо обмотки возбуждения, размещают еще беличью клетку, являющуюся пусковой обмоткой (ее называют также демпферной обмоткой). Она подобна короткозамкнутой беличьей клетке асинхронного двигателя с тем лишь отличием, что в явнополюсной синхронной машине стержни обмотки размещаются только в пределах полюсных наконечников ротора.

Для образования достаточно большого электромагнитного момента в начальной стадии пуска (пусковой момент $M_{\rm п}$ при s=1,0 и скольжениях, близких к 1,0) беличья клетка должна иметь повышенное активное сопротивление (§ 18-2). Поэтому стержни пусковой обмотки обычно изготовляются из сплавов с повышенным удельным сопротивлением: латуни, алюминиевой бронзы и др. В двигателях и компенсаторах со значительными линейными скоростями на поверхности ротора с успехом применяются массивные полюсные наконечники, заменяющие специальную пусковую обмотку. В таких машинах магнитное поле, вращающееся относительно ротора со скольжением s, индуктирует токи непосредственно в массивных ферромагнитных полюсных наконечниках. Поскольку электромагнитная волна проникает в полюсный наконечник на различную глубину в зависимости от частоты, активное и индуктивное сопротивления токам в роторе изменяются вместе со скольжением машины. Наибольшее активное сопротивление массив ротора имеет при наибольшей частоте,
т. е. при неподвижном роторе (s = 1,0), когда глубина проникновения электромагнитной волны имеет наименьшее значение.

Для увеличения асинхронного электромагнитного момента, обусловленного токами в массивном роторе, полюсные наконечники по торцам соединяются с помощью медных колец.

Аналогичным образом в синхронных двигателях неявнополюсного типа (турбодвигатели) роль пусковой обмотки играет массивный ротор.

Как и при пуске короткозамкнутых асинхронных двигателей, рассматриваемый способ пуска синхронных двигателей и компенсаторов возможен в двух вариантах: а) при полном напряжении сети, б) при пониженном напряжении на обмотке якоря.

В первом случае обмотка якоря включается на сеть непосредственно; во втором — через дополнительное устройство. Последнее представляет собой либо реактор, либо автотрансформатор (см. § 18-3). Способ асинхронного пуска при пониженном напряжении применяется в тех случаях, когда сеть обладает не слишком большой мощностью и пусковой ток синхронной машины, который при s = 1,0 может составлять $I_{\rm m} = 4 \div 6$, приводит к значительному снижению напряжения сети.

Принципиальные схемы включения обмотки статора при асинхронном пуске синхронных машин с помощью реактора и автотрансформатора ничем не отличаются от аналогичных схем пуска асинхронных короткозамкнутых двигателей (§ 18-3).

Обмотка возбуждения синхронного двигателя или компенсатора на первой стадии асинхронного пуска чаще замыкается на внешнее активное сопротивление, в 10 — 12 раз превышающее собственное ее сопротивление. Оставлять обмотку возбуждения разомкнутой в процессе пуска нельзя, так как при скольжениях, близких к единице (частоты в роторе и статоре примерно одинаковы), магнитное поле в зазоре индуктирует в ней значительную э. д. с., что может привести к пробою изоляции. Замыкание обмотки возбуждения накоротко также нежелательно вследствие того, что при этом, как будет показано ниже, происходит уменьшение электромагнитного момента в области $s \approx 0.5$. Правда, при наличии беличьей клетки отмеченный эффект проявляется не очень сильно. Поэтому если синхронная машина пускается с незначительным моментом механических сил на валу, то применяют так называемую схему с подключен ным возбудителем (рис. 27-6). В этом случае обмотка возбуждения синхронного двигателя или компенсатора с самого начала асинхронного пуска включена по нормальной схеме — на зажимы якоря возбудителя.

Допустим, что обмотка возбуждения при пуске замкнута на внешнее сопротивление. Тогда машина под действием асинхронного



Рис. 27-6. Принципиальная схема включения синхронного двигателя при асинхронном пуске с подключенным возбудителем.

1, 2 — обмотки якоря и возбуждения; 3 — возбудитель.

электромагнитного момента достигнет скорости, мало отличающейся от синхронной (обычно $s \ll 0.03 \div 0.05$).

В области малых скольжений средний асинхронный момент $M_{\rm PM.a}$ можно считать пропорциональным скольжению, и при s=0 он становится равным нулю. Поэтому указанный электромагнитный момент не может довести скорость пускаемой машины до синхронной. Но чем он больше в области малых скольжений, тем ближе к синхронной будет скорость, при которой момент $M_{\rm PM.a}$ уравновешивается моментом на валу $M_2 + M_{\rm MX}$, что облегчает процесс втягивания машины в синхронной под действием других составляющих электромагнитного момента.

Для характеристики пусковых свойств синхронных двигателей и компенсаторов обычно указывается величина $M_{\text{2M,a}}$ при скольжении s = 0.05; этот момент называется в ходным и обозначается M_{RX} .

Вторая составляющая асинхронного момента $M_{_{\rm ЭМ.P}}$, имеющая знакопеременный характер, вызывает колебание скольжения, и если среднее скольжение s_0 , определяемое из условия $M_{_{\rm ЭМ.a}} = M_2 + M_{_{\rm MX}}$, достаточно мало, то машина может быть втянута в синхронизм с сетью. При этом момент $M_{_{\rm ЭМ.P}}$ становится синхронным моментом, равным $\frac{mU^2}{2\Omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta_0$, где θ_0 — значение угла нагрузки

синхронной машины при ее синхронном вращении (§ 24-2). При сравнительно невысоких значениях входного момента $M_{\rm BX}$ или значительном моменте на валу M_2 втягивание машины в синхронизм с сетью происходит только после подачи возбуждения, в результате чего образуется электромагнитный момент, обусловленный магнитным потоком возбуждения, с помощью которого завершается процесс синхронизации.

Рассмотрим с качественной стороны образование среднего асинхронного электромагнитного момента в случае, когда обмотки ротора синхронной машины несимметричны по осям d, q. Наиболее сильно эта несимметрия будет проявляться при отсутствии беличьей клетки, когда по оси d действует обмотка возбуждения, а по оси q на роторе электрических контуров вообще нет. Будем иметь в виду именно этот случай.

При вращении ротора синхронной машины с некоторым скольжением *s* относительно магнитного поля в зазоре, перемещающегося с синхронной скоростью, в обмотке возбуждения машины индуктируется э. д. с. частоты скольжения, равной *fs*, где f — частота в статоре. Если обмотка возбуждения замкнута, то протекающий по ней ток частоты *fs* создает магнитное поле, пульсирующее с той же частотой. Первая пространственная гармоническая его имеет вид:

 $B_{\delta 1} = B_{\delta 1 m} \cos x \sin \left(2\pi f \, st\right),$

где x — координата, отсчитываемая от середины полюса ротора.

Заменим это поле, неподвижное относительно обмотки возбуждения, двумя вращающимися в противоположных направлениях относительно ротора. Поскольку sin $\omega t \cos x = 0.5 [\sin(\omega t - x) + \sin (\omega t + x)]$, то вращающиеся поля имеют амплитуду в два раза меньшую, чем пульсирующее поле, а скорость их перемещения относительно ротора $2\pi fs = \omega_1 s$.

Замена пульсирующего поля двумя вращающимися обозначает также аналогичную замену пульсирующей м. д. с. обмотки возбуждения вращающимися составляющими. Таким образом, вместо действительной несимметричной обмотки ротора рассматривается двухфазная симметричная, в которой одновременно протекают две системы токов — п р ямая и о б р а т п а я, связанные с магнитными полями, вращающимися относительно ротора соответственно в сторону вращения ротора и в противоположном направлении. Поскольку вращающиеся поля взаимосвязаны между собой, прямой и обратный токи ротора взаимозависимы.

Поле, движущееся относительно ротора в сторону, противоположную вращению самого ротора (обратное полеротора), передвигается относительно статора со скоростью $\omega_{05} = \omega_1 (1 - s) - \omega_1 s = \omega_1 (1 - 2s)$. Если s < 0.5, обратное поле ротора перемещается в пространстве в сторону вращения ротора; при s > 0.5 — в противоположном направлении; наконец, при s = 0.5 оно в пространстве неподвижно.

Это поле индуктирует в обмотке статора э. д. с. частоты f(1-2s), и, поскольку приложенное к обмотке статора напряжение сети U имеет частоту, при $s \neq 0$ отличную от указанной, а внутреннее сопротивление источника равно нулю (сеть бесконечной мощности), обмотка статора оказывается короткозамкнутой для токов частоты f(1-2s). Возникает асинхронный электромагнитный момент M_{3M2} , обусловленный взаимодействием токов обмотки статора частоты f(1-2s) с обратным магнитным полем ротора.

Характер действия момента $M_{\rm 9M2}$ нетрудно установить с помощью рис. 27-7, на котором для произвольно выбранных направлений обратного поля ротора в зазоре и вращения ротора определены по правилам правой и левой руки направления э. д. с., индуктируемой в проводнике «короткозамкнутой» обмотки статора, и электромагнитной силы $F_{\rm 9M}$, действующей на него. Следует иметь в виду, что активная составляющая тока в статоре и э. д. с. направлены одинаково, а электромагнитные силы, действующие на статор и ротор, — в противоположные стороны.

Таким образом, как видно из рис. 27-7, при s < 0,5 электромагнитный момент $M_{\text{ЭМ2}}$ действует в сторону, противоположную вращению ротора,



Рис. 27-7. К определению направления действия асинхронного момента, обусловленного обратным полем: *a* — при *s* < 0,5; *б* — при *s* > 0,5.

а при s > 0.5 — согласко с ним. Характеристика $M_{\text{ЭМ2}} = f(s)$ имеет примерно такой же вид, как механическая характеристика асинхронной машины, если только иметь в виду, что в рассматриваемом случае момент $M_{\text{ЭМ2}} = 0$ при s = 0.5 (рис. 16-4).

Второе магнитное поле ротора, движущееся относительно ротора в сторону его вращения (прямое поле), передвигается относительно статора со скоростью $\omega_{nn} = \omega_1 (1 - s) + \omega_1 s = \omega_1$, т. е. со скоростью поля, обусловленного токами фазных обмоток статора основной частоты f. Взаимодействие указанных полей приводит к образованию еще одного электромагнитного момента $M_{\text{амп}}$, аналогичного моменту в нормальном асинхронном двигателе. Однако зависимость $M_{\text{awi}} = f(s)$ отличается от таковой для нормального асинхронного двигателя с симметричным ротором. Это объясняется тем, что в рассматриваемом случае прямой и обратный токи ротора взаимосвязаны между собой. Кроме того, токи статора и ротора также связаны: прямой ток ротора и ток частоты f в статоре совместно создают ток, индуктирующий э. д. с. частоты f в статоре; обратный ток ротора и ток частоты f(1 - 2s) в статоре образуют в зазоре обратное поле. Поэтому если, например, при s = 0,5 ток в статоре частоты f (1 — 2s) равен нулю, то в силу указанной взаимозависимости токов статора и ротора значительно уменьшаются обратный и прямой токи ротора. Следовательно, при s = 0.5 не только момент $M_{\text{ама}} = 0$, но и момент $M_{\text{ама}}$ от прямого поля получается малым.

В результате при наличии на роторе одной замкнутой обмотки возбуждения в кривой результирующего асинхронного электромагнитного момента $M_{\partial M.a} = M_{\partial M_1} + M_{\partial M_2} = f(s)$ образуется провал в зоне $s \approx 0.5$. При таком характере зависимости $M_{\Im M.a} = f(s)$ синхронная машина не сможет при асинхронном пуске достичь скорости, близкой к синхронной: она будет устойчиво вращаться со скоростью, близкой к половине от синхронной.

Введение в обмотку возбуждения добавочного активного сопротивления приводит, с одной стороны, к смещению максимума момента $M_{\rm PM1}$ в сторону бо́льших *s* (например, в область $s \approx 0.5$), а с другой — к уменьшению максимального значения момента $M_{\rm PM2}$ (с точки зрения образования этого момента вторичной короткозамкнутой обмоткой является обмотка статора). В результате провал на кривой $M_{\rm PM2} = f(s)$ может быть уменьшен и условия асинхронного пуска улучшены.

Существенное исправление кривой $M_{\text{эм.a}} = f(s)$ достигается за счет беличьей клетки, имеющей сравнительно небольшую несимметрию по осям d и q.

При асинхронном пуске по схеме с подключенным возбудителем (рис. 27-6) ухудшение характеристики $M_{\text{эм.а}} = f(s)$ синхронной машины происходит не только за счет того, что ее обмотка возбуждения включена на обмотку якоря возбудителя, имеющую малое активное сопротивление. Обычно возбудитель вращается вместе с синхронной машиной и на некоторой скорости самовозбуждается (§ 38-3), в результате чего к обмотке возбуждения пускаемой машины оказывается приложенным напряжение. В синхронной машине возникает магнитный поток возбуждения, который, вращаясь вместе с ротором, индуктирует в статоре э. д. с. частоты f(1 - s). Токи этой частоты, протекая в обмотке статора и замыкаясь через внешнюю сеть, создают вместе с потоком возбуждения электромагнитный момент $M_{\text{эм.к.}}$. Зависимость этого момента от величины 1 - s, представляющей «скольжение» потока возбуждения относительно «короткозамкнутой» об-

мотки статора, такая же, как электромагнитного момента в нормальной асинхронной машине от скольжения s.

На рис. 27-8 для произвольно выбранных направлений поля возбуждения в зазоре синхронной машины и вращения ротора определено, аналогично рис. 27-7, а направление действия момента $M_{\mathfrak{DM,K}}$. С учетом его на рис. 27-9 нанесены кривые $M_{\mathfrak{DM,A}} = f(s)$ и $M_{\mathfrak{DM,K}} =$ = f(1 - s) (при постоянстве E_0) для машины с беличьей клеткой. Из рис. 27-9 видно, что возбуждение синхронной машины, включаемое при значительных скольжениях, приводит к уменьшению среднего электромагнитного момента и затрудняет асинхронный пуск.



Рис. 27-8. К определению направления действия момента $M_{_{\rm ЭМ.К}}$.



Рис. 27-9. Зависимость средних составляющих электромагнитного момента от скольжения.

$$1 - M_{\rm PM,a}; 2 - M_{\rm PM,K}$$

При рассмотрении самосинхрони зации генераторов (§ 27-3) указыва лось, что наличие возбуждения при водит при асинхронном вращении синхронной машины к образованик знакопеременного электромагнитно го момента $M_{\rm Эм.с}$, изменяющегося и частотой fs.

На первой стадии асинхронного пуска разгон синхронной машины определяется средним асинхронным моментом $M_{\text{эм.а}}$ (и моментом $M_{\text{эм.к}}$, если включено возбуждение); знакопеременный момент $M_{\text{эм.р}}$ (и момент $M_{\text{эм.с}}$ если включено возбуждение) здест не оказывает заметного влияния.

Процесс непосредственной синхронизации, который начинается при малом скольжении после подачи возбуждения (в схеме с подключенным возбудителем машина уже возбуждена при больших скольжениях), существенно зависит от знакопеременных моментов $M_{\text{эм.р.}}$ и $M_{\text{эм.с.}}$. Последние при ничтожно малом скольжении превращаются в синхронный момент [см. в (24-14) два первых слагаемых].

Не рассматривая процесса втягивания синхронного двигателя или компенсатора в синхронизм с сетью при асинхронном пуске, приведем величину того наибольшего скольжения $s_{\text{опр}}$, определяемого по характеристике среднего асинхронного момента $M_{2M.a} = f(s)$, исходя из условия $M_{2M.a} =$ $= M_2 + M_{\text{вх}}$, при котором еще возможно втягивание машины в синхронизм после подачи возбуждения:

$$s_{\text{onp}} \approx \frac{240}{n_1} \sqrt{\frac{P_{\Theta M. \text{ MARC}}}{f \, GD^2}}, \qquad (27-6)$$

где n_1 — синхронная скорость, об/мин; $P_{_{\Theta M.Makc}}$ — максимальное значение электромагнитной мощности на угловой характеристике $P_{_{\Theta M}} = f(\theta)$ при заданном значении $E_0(i_B)$, кет; GD^2 — маховой момент вращающихся частей, $\kappa r \cdot m^2$; f — частота сети, ги.

Условия пуска (под нагрузкой — $M_2 \neq 0$, вхолостую — $M_2 = 0$) определяют требуемые величины наиболее важных моментов на характеристике $M_{\text{эм.а}} = f$ (s): пускового $M_{\text{п}}$ (при s = 1.0) и входного $M_{\text{вх}}$ (s = 0.05). Так, при пуске под нагрузкой, имеющей вентиляторную характеристику ($M_2 \sim \Omega^2$), машина должна обладать значительным входным моментом.

В табл. 27-1 приведены данные по асинхронному пуску (при номинальном напряжении) некоторых синхронных двигателей и компенсаторов.

Таблица 27-1

Данные синхронных двигателей и компенсаторов

Тип машины	Двигатели					Компенсаторы				
Номинальная мощность	1.0	1,0	1,0	1,0	0,36	10	15	30	37,5*	75•
	Мет					Мва				
n ₁ , об/мин I _n М _п М _{вх}	1000 6,4 0,95 1,5	600 5,8 0,80 1,4	$300 \\ 5.2 \\ 0,80 \\ 1,2$	100 3,5 0,50 0,85	1500 5,0 2,0 0,72	600 5,0 1,0 1,3	600 5,85 1,4 1,4	600 4,6 1,4 0,95	750 3,83 0,98 0,49	750 5,1 0,44 1,53
* Машины с	водоро	дным (охлаж	цением			I	•	•	۱

§ 27-5. Частотный пуск синхронной машины

При частотном пуске обмотка якоря пускаемой машины присоединяется к синхронному генератору, скорость которого можно плавно изменять от нуля до номинальной (синхронной). В исходном режиме, когда скорости машин равны нулю, на генераторе устанавливают нормальное возбуждение, а на пускаемой машине — такое, которое на синхронной скорости обусловливает э. д. с. E_0 , примерно вдвое меньшую нормальной. Это обеспечивает образование в пускаемой машине максимально возможного электромагнитного момента (§ 26-3).

Затем плавно увеличивают скорость вращения генератора. Поскольку частота напряжения, приложенного к обмотке якоря пускаемой машины, пропорциональна скорости вращения генератора, в пускаемой машине возникает поле якоря, скорость вращения которого плавно увеличивается вместе со скоростью генератора. Возникающий электромагнитный момент в пускаемой машине начинает ускорять ее ротор.

Если угол θ в пускаемой машине изменяется в ограниченных пределах (не более 70—90°), то электромагнитный момент имеет синхронный характер, аналогично моменту в установившемся режиме с синхронной скоростью. В этом случае скорость вращения пускаемой машины все время равна скорости генератора.

При некоторой, обычно весьма малой скорости, когда индуктивное и активное сопротивления якорей синхронных машин становятся одного порядка, возбуждение пускаемой машины увеличивается до нормального с целью обеспечения в ней максимально возможного электромагнитног момента.

Синхронизм машин при пуске не будет нарушаться, если при одинако вых исходных скоростях ($\Omega = 0$) угловые ускорения машин будут оди наковыми.

Из уравнения моментов угловые ускорения генератора $(d\Omega/dt)_1$ и пускаемой машины $(d\Omega/dt)_2$ равны:

$$\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{1} = \frac{M_{1} - M_{\partial M}}{J_{1}}, \qquad (27-7)$$

$$\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_2 = \frac{M_{\rm HM} - M_2}{J_2},\tag{27-8}$$

где J_1 , J_2 и M_1 , M_2 — моменты инерции и моменты механических сил на валу соответственно генератора и пускаемой машины (потерями холостого хода машин пренебрегаем).

Соотношения (27-7), (27-8) предполагают, что активные сопротивления якорей машин малы и токи в якоре изменяются медленно. Тогда можно принять электромагнитные моменты машин равными друг другу (§ 26-3).

Если ускорение машин сравнительно невелико, то их электромагнитный момент достаточно определять по выражению, справедливому для установившегося режима [для неявнополюсных машин в соответствии с (26-16)]. В этом режиме $M_{\rm Эм}$ представляет собой функцию угла $\theta_1 - \theta_2$. Поскольку

$$\theta_{1} = \int_{0}^{t} (\omega)_{1} dt + \theta_{10} = p \int_{0}^{t} (\Omega)_{1} dt + \theta_{10},$$

$$\theta_{2} = \int_{0}^{t} (\omega)_{2} dt + \theta_{20} = p \int_{0}^{t} (\Omega)_{2} dt + \theta_{20},$$

где θ_{10} , θ_{20} — начальные значения углов θ_1 , θ_2 , то

$$\frac{d^2\left(\theta_1-\theta_2\right)}{dt^2}=p\left[\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_1-\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_2\right].$$

Подставив сюда угловые ускорения из (27-7), (27-8), получим:

$$\frac{d^2 \left(\theta_1 - \theta_2\right)}{dt^2} + M_{\Im M} p\left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2}\right) = p\left(\frac{M_1}{J_1} + \frac{M_2}{J_2}\right).$$
(27-9)

В дифференциальном уравнении (27-9) электромагнитный момент, определенный по выражению для установившегося режима, является гармонической функцией угла $\theta_1 - \theta_2$. В этом случае уравнение (27-9) указывает на наличие в угле $\theta_1 - \theta_2$ колебательной незатухающей составляющей. Однако в действительности $M_{\text{эм}}$ содержит неучтенную здесь асинхронную составляющую, пропорциональную $d(\theta_1 - \theta_2)/dt$, которая обусловливает затухание колебательной составляющей угла $\theta_1 - \theta_2$. Принимая $\theta_1 - \theta_2 = \text{const}$, из (27-9) находим:

$$M_{\rm PM} = \frac{M_1 J_2 + M_2 J_1}{J_1 + J_2}.$$
 (27-10)

Подставляя (27-10) в (27-7), (27-8), получаем:

$$\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_1 = \left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_2 = \frac{M_1 - M_2}{J_1 + J_2}.$$
(27-11)

Уравнение (27-10) определяет величину электромагнитного момента машин при заданных моментах механических сил M_1 и M_2 . Тем самым определяется величина относительного угла машин при пуске $\theta_1 - \theta_2$. При увеличенных в процессе пуска значениях моментов M_1 или M_2 возрастает $M_{\rm 2M}$ и угол $\theta_1 - \theta_2$. Но угол $\theta_1 - \theta_2$ имеет предельное значение, соответствующее максимуму момента $M_{\rm 2M}$ (для неявнополюсных машин 90°). Следовательно, значения M_1 и M_2 при пуске также ограничены. Если синхронная машина пускается вхолостую, то $M_2 = 0$.

После того, как скорость генератора доведена до синхронной, обе машины могут быть синхронизированы с электрической сетью по способу точной синхронизации (§ 27-2).

ОПЫТНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ

§ 28-1. Общие замечания

Теория симметричного установившегося режима работы синхронной машины использует ряд индуктивных сопротивлений обмотки якоря: синхронные сопротивления по продольной и поперечной осям x_d , x_q ; действительное и расчетное сопротивления рассеяния x_s , x_p . Синхронное сопротивления по продольной и поперечной осям x_d , x_q ; действительное и расчетное сопротивления рассеяния x_s , x_p . Синхронное сопротивления сопротивления x_c обычно отождествляется с продольным синхронным сопротивлением x_d , так как в такой машине практически $x_c = x_d = x_q$.

Достоверность указанных сопротивлений определяет в значительной степени точность расчета режимов синхронных машин и в целом всей энергосистемы, в которую они входят составными элементами. Поэтому большое значение приобретают методы опытного определения индуктивных сопротивлений.

Наиболее надежными и вместе с тем достаточно простыми являются способы определения сопротивления x_d : 1) с помощью опытов холостого хода и короткого замыкания генератора; 2) из опыта холостого хода невозбужденного двигателя; 3) в режиме малого скольжения. Последний режим и опыт с отрицательным возбуждением позволяют экспериментальным путем найти сопротивление x_q . Менее надежны методы определения сопротивлений x_s и x_p , поскольку затруднительно создать условия, при которых они могут быть непосредственно измерены.

Ниже кратко рассматриваются режимы, дающие возможность определить параметры x_d , x_q , x_p . Один из них, а именно режим холостого хода генератора, из которого получают важную характеристику $E_0 = f(i_B)$, описан ранее в § 23-5. Здесь следует лишь добавить, что, измеряя в опыте холостого хода мощность, подводимую к генератору, можно отдельно найти механические потери и потери в сердечнике якоря машины способом, аналогичным для асинхронных двигателей (§ 17-2).

§ 28-2. Режим короткого замыкания генератора

Данный режим осуществляется следующим образом. Фазные обмотки якоря неподвижного генератора замыкают накоротко, после чего машину приводят во вращение с номинальной скоростью. Регулируя ток возбуждения $i_{\rm B}$, измеряют величину тока короткого замыкания в якоре $I_{\rm K}$. Таким образом получают зависимость $I_{\rm K} = f(i_{\rm B})$, называемую характеристикой короткого замыкания.

Рассмотрим качественные и количественные соотношения в режиме короткого замыкания.

Замкнутая накоротко цепь якоря фактически обладает только индуктивным сопротивлением, так как активное сопротивление фазных обмоток обычно весьма мало. Поэтому ток $\dot{I}_{\rm R}$ сдвинут по фазе относительно э. д. с. \dot{E}_0 , индуктируемой в фазной обмотке потоком возбуждения, практически на 90° ($\psi \approx +$ 90°). В этом случае реакция якоря носит продольный размагничивающий характер (§ 23-4); ток якоря $I_{\rm R}$ является продольным, а поперечный ток $I_a = 0$.

Уравнения напряжения (23-1), (23-2) для условий короткого замыкания на зажимах генератора, когда U = 0, при пренебрежении сопротивлением r принимают вид:

$$\dot{\boldsymbol{E}} = - \dot{\boldsymbol{E}}_s = j \dot{\boldsymbol{I}}_s \boldsymbol{x}_s. \tag{28-1}$$

Сопротивление рассеяния x_s обычно составляет в среднем 0,1; следовательно, даже при номинальном токе короткого замыкания ($I_{\rm k} = 1,0$) э. д. с. результирующего поля E примерно в 10 раз меньше номинального напряжения, и соответственно в таком же соотношении находятся потоки в зазоре при коротком замыкании и номинальном режиме. Уравнение (28-1) показывает, что при коротком замыкании результирующий поток в зазоре (по продольной оси) равен потоку рассеяния обмотки якоря. Это дает основание считать магнитную цепь синхронного генератора в опыте короткого замыкания практически ненасышенной.

Следовательно, рассматриваемый режим может описываться уравнением (23-13), содержащим на основании принципа наложения э. д. с. от отдельных потоков. При r = 0, U = 0 и $I_q = 0$ оно имеет вид:

$$\dot{E}_{0} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{s} = \dot{E}_{0} - j\dot{I}_{\kappa}x_{ad} - j\dot{I}_{\kappa}x_{s} = = \dot{E}_{0} - j\dot{I}_{\kappa}x_{d} = 0.$$
 (28-2)

Из этого уравнения ток короткого замыкания

$$\dot{I}_{\rm K} = \frac{\dot{E}_0}{j x_d}.\tag{28-3}$$

На рис. 28-1 представлена векторная диаграмма для режима короткого замыкания,



Рис. 28-1. Векторная диаграмма синхронного генератора при трехфазном коротком замыкании.





характеристика короткого замыкания;
 характеристика холостого хода;
 то же, но при ненасыщенной магнитной цети машины.

построенная по уравнениям напряжения (28-1), (28-2) и уравнению м. д. с. $F_d = F_{\rm B} - F_{ad}$.

Вследствие ненасыщенности магнитной цепи генератора, в (28-3) э. д. с. $E_0 \sim i_{\rm B}, x_d = {\rm const}$, и ток $I_{\rm K}$ изменяется пропорционально $i_{\rm B}$. Иными словами, характеристика короткого замыкания $I_{\rm K} = f(i_{\rm B})$ прямолинейна (рис. 28-2).

Соотношение (28-3) позволяет определить сопротивление x_d , если известны характеристики короткого замыкания и холостого хода, ибо по последним для произвольного значения тока $i_{\rm B}$ находятся $I_{\rm K}$ и E_0 , а

$$x_d = \frac{E_0}{I_{\rm K}}.\tag{28-4}$$

Следует иметь в виду, что при нахождении сопротивления x_d используется прямолинейная характеристика холостого хода $E_0 = f(i_B)$, соответствующая условиям ненасыщенности магнитной цепи генератора (рис. 28-2).

В опыте короткого замыкания, помимо снятия характеристики $I_{\rm K} = f(i_{\rm B})$, можно измерить мощность, подводимую с вала к синхронному генератору, $P_{1\rm K}$. Если источник возбуждения не связан механически с валом генератора, то $P_{1\rm K} = p_{\rm MX} + p_{\rm M1}$, так как потери в сердечнике якоря машины в рассматриваемом режиме вследствие слабого результирующего поля ничтожно малы. Поскольку $p_{\rm M1} \sim I_{\rm K}^2$, то, произведя измерения мощности $P_{1\rm K}$ при различных токах $I_{\rm K}$, получаем возможность разделения потерь $p_{\rm MX}$ и $p_{\rm M1}$: при $I_{\rm K} \rightarrow 0$ мощность $P_{1\rm K} \rightarrow p_{\rm MX}$.

По данным опытов холостого хода и короткого замыкания при известной величине индуктивного сопротивления рассеяния x_s можно определить м. д. с. обмотки якоря F_{ad} , приведенную к масштабу обмот-



Рис. 28-3. К определению м. д. с. реакции якоря по продольной оси.

характеристика короткого замыкания; 2 — характеристика холостого хода.

ки возбуждения (§ 3-9, в). Пусть известны характеристики $E_0 = f(i_B)$ и $I_{\kappa} = f(i_B)$ и задано x_s . Найдем м. д. с. F_{ad} для некоторого тока в якоре *I*. Как было показано выше, м. д. с. F_{ad} в режиме короткого замыкания генератора определяется в виде:

$$F_{ad} = F_{\rm B} - F_d. \tag{28-5}$$

Но результирующая м. д. с. F_d создает при коротком замыкании результирующее поле в зазоре, которое индуктирует э. д. с. E, равную E_s [см. (28-1)]. Откладывая на графике $E_0 = f(i_B)$ э. д. с. $E_s = Ix_s$, вычисленную для выбранного тока I, находят м. д. с. F_d (рис. 28-3). Для этого же тока I с помощью характеристики $I_{\rm R} = f(i_{\rm B})$ определяют м. д. с. $F_{\rm B}$ в режиме короткого замыкания, а по (28-5) — м. д. с. F_{ad} . Прямоугольный треугольник ABC с катетами, равными Ix_s и F_{ad} , называется реактив - ным треугольником.

§ 28-3. Режим холостого хода невозбужденного двигателя

В этом режиме включенный на сеть двигатель вращается с синхронной скоростью при отсутствии нагрузки на валу ($M_2 = 0$). Ток возбуждения его также равен нулю. Активная мощность, потребляемая двигателем из сети. превращается в потери. Электромагнитная мощность $P_{\rm ЭМ}$ покрывает потери холостого хода $p_0 = p_{\rm MX} + p_{\rm C}$ и, следовательно, достаточно мала. Осуществить рассматриваемый режим можно только на явнополюсной машине, способной развивать электромагнитную мощность при токе возбуждения, равном нулю.

Пренебрегая активным сопротивлением обмотки якоря и принимая электромагнитную мощность в режиме двигателя положительной, будем иметь:

$$\dot{U} = j\dot{I}_{d}x_{d} + j\dot{I}_{q}x_{q},$$
 (28-6)

$$P_{\text{\tiny BM}} = p_0 = \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta \approx U^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin \theta. \tag{28-7}$$

Приближенное соотношение соз $\theta \approx 1,0$, принятое в (28-7), не вызывает сколько-нибудь заметной погрешности, так как при обычных значениях p_0 угол θ не превосходит 4—6°.

Из векторного уравнения (28-6) или из ранее полученных общих выражений (23-26), (23-27) при r = 0 и $E_0 = 0$ продольный и поперечный токи якоря двигателя с учетом (28-7) равны:

$$I_d = \frac{U\cos\theta}{x_d} \approx \frac{U}{x_d}, \quad I_q = \frac{U\sin\theta}{x_q} \approx \frac{p_0}{U\left(1 - \frac{x_q}{x_d}\right)}.$$
 (28-8)

При нормальных значениях параметров ($x_d = 0.7 \div 1.1; x_d/x_q \approx 1.5$) и потерь p_0 имеем: $I_d^2 \gg I_q^2, I_d^2 + I_q^2 \approx I_d^2$; тогда из (28-8) найдем:

$$x_d = \frac{U}{I_d} = \frac{U}{I\sqrt{1 - \left(\frac{I_q}{I}\right)^2}} \approx \frac{U}{I\sqrt{1 - \left(\frac{I_q}{I_d}\right)^2}}$$

Подставляя сюда токи I_d , I_q из (28-8) и вводя величину A_p из (26-28), окончательно получаем:

$$x_{d} = \frac{U}{I \sqrt{1 - \left(A_{p} \frac{x_{d}}{x_{q}}\right)^{2}}}.$$
 (28-9)

Обычно $\left(A_{p} \frac{x_{d}}{x_{q}}\right)^{2} \ll 1,0$, и с достаточной точностью можно вычислять сопротивление x_{d} :

$$x_d = \frac{U}{I}.$$
 (28-10)

Таким образом, измеряя напряжение и ток якоря невозбужденного синхронного двигателя, вращающегося без нагрузки, можно экспериментальным путем определить синхронное сопротивление машины по продольной оси.

Если опыт производится при номинальном напряжении, измеряется насыщенное значение сопротивления x_d . Ненасыщенное значение x_d можно получить, производя описанный выше опыт при сниженном напряжении ($U \approx 0.7$). Однако при этом возрастает величина A_p и угол нагрузки θ (до 10—12°). Как показывает анализ, в этом случае вычисление x_d следует производить в первом приближении по (28-10), во втором — по (28-9), полагая, если неизвестна величина сопротивления x_a , $x_d/x_g = 1.5$.

§ 28-4. Режим ненагруженного синхронного двигателя с отрицательным возбуждением

Пусть синхронный двигатель работает в режиме холостого хода, т. е. при $M_2 = 0$. Уменьшим ток возбуждения до нуля; тогда машина будет работать в режиме, описанном в предыдущем параграфе. Изменим далее полярность напряжения, приложенного к обмотке возбуждения двигателя, и снова его возбудим; это и будет режим синхронного двигателя с отрицательным возбуждением. Применительно к синхронным компенсаторам такой режим был рассмотрен в § 26-4. Но режимы двигателя при $M_2 = 0$ и компенсатора ничем не отличаются друг от друга. Поэтому все, что было сказано по этому поводу в § 26-4, полностью относится и к исследуемому случаю. В частности, как было показано ранее, при усилении отрицательного возбуждения машина подходит к границе статической устойчивости и при дальнейшем увеличении E₀ теряет синхронизм с сетью. На рис. 26-5 можно видеть предельные значения коэффициента $k_{\varepsilon} = rac{E_0}{U\left(rac{x_d}{z}-1
ight)}$ и угла heta,

соответствующие границе статической устойчивости.

Приближенное аналитическое выражение для максимального значения коэффициента k, получается с помощью (26-28):

$$k_e = \cos \theta - \frac{A_p}{\sin \theta}.$$
 (28-11)

Беря производную от k_s по θ и приравнивая ее нулю, получаем:

$$A_{\rm p}\cos\theta_{\rm np} = \sin^3\theta_{\rm np},\qquad(28-12)$$

где в_{пр} — значение угла в на границе статической устойчивости. Из (28-11), (28-12) следует, что если потери холостого хода двигателя пренебрежимо малы, т. е. если величина $A_p \rightarrow 0$, то угол $\theta_{np} \rightarrow 0$ и $k_e \rightarrow 1,0$. Обычно $A_p < 0,2$, и определение sin θ_{np} и cos θ_{np} проще всего произвести методом последовательных приближений, так как с большой точностью можно ограничиться вторым приближением. Положив в первом приближении соз $\theta_{np} = 1,0$ и в соответствии с (28-12) $\sin \theta_{np} = \sqrt[3]{A_p}$, найдем вторые приближения этих величин в виде:

$$\frac{\cos\theta_{\rm np} = \sqrt{1 - \sqrt[3]{A_{\rm p}}}}{\sqrt{A_{\rm p}}\sqrt{1 - \sqrt[3]{A_{\rm p}}} \approx \sqrt[3]{A_{\rm p}}(1 - 0, 167\sqrt[3]{A_{\rm p}})}.$$
(28-13)

Подставив эти значения в (28-11), получим приближенное значение максимального коэффициента k_{en} на границе устойчивости двигателя.

Определим далее продольный, поперечный и полный токи якоря двигателя. Из общих выражений (23-26), (23-27) при r = 0 и отрицательном возбуждении

$$I_d = \frac{U + E_0 \cos \theta}{x_d} = \frac{U}{x_d} \left[1 + k_\varepsilon \left(\frac{x_d}{x_q} - 1 \right) \cos \theta \right], \quad I_q = \frac{U \sin \theta}{x_q}. \quad (28-14)$$

С учетом (28-14) квадрат полного тока

$$I^{2} = I_{d}^{2} + I_{q}^{2} = \frac{U^{2}}{x_{q}^{2}} c_{\pi}^{2}, \qquad (28-15)$$

где

$$c_{\Pi} = \sqrt{k_{\varepsilon}^2 \cos^2 \theta + \sin^2 \theta + 2k_{\varepsilon} \cos \theta \left(1 - k_{\varepsilon} \cos \theta\right) \frac{x_q}{x_d} + (1 - k_{\varepsilon} \cos \theta)^2 \left(\frac{x_q}{x_d}\right)^2}.$$

Если принять, что у двигателя $p_0 \rightarrow 0$ и, следовательно, $A_p \rightarrow 0$, то на границе статической устойчивости, как было установлено выше, $k_e \rightarrow 1,0$ и $\theta \rightarrow 0$. При этом величина $c_n \rightarrow 1,0$. Но из (28-15) видно, что в этих условиях сопротивление x_q определяется по току I и напряжению Uякоря двигателя.

В действительности $p_0 \neq 0$ и $A_p \neq 0$, но при обычных значениях $A_p < 0,2$ коэффициент $c_{\rm II}$ на границе статической устойчивости мало отличается от единицы. Так, принимая $x_q/x_d = 0,7$, подставляя в общее выражение для $c_{\rm II}$ значения sin $\theta_{\rm IIP}$ и соз $\theta_{\rm IIP}$ из (28-13) и коэффициент $k_{\rm eII}$, нетрудно получить с помощью формул приближенного вычисления:

$$c_{\rm II} = \sqrt{1 - 0.2 \sqrt[3]{A_{\rm p}^{\rm s}} + 0.266 \sqrt[3]{A_{\rm p}^{\rm s}} - 0.105 A_{\rm p}^{\rm s} + 0.011 \sqrt[3]{A_{\rm p}^{\rm s}}},$$

Даже при $A_{\rm p} = 0.2$ коэффициент $c_{\rm n} \approx 0.98$.

Итак, режим отрицательного возбуждения ненагруженного двигателя может быть использован для опытного определения сопротивления x_q . Для этого постепенно усиливают отрицательное возбуждение двигателя и в момент выпадения его из синхронизма измеряют напряжение на зажимах обмотки якоря U и ток якоря I. Затем по (28-15) вычисляют

$$x_q = \frac{U}{I} c_{\Pi} \approx \frac{U}{I}.$$

Выполняя опыт при напряжении, меньшем номинального ($U \approx 0.7$), находят ненасыщенное значение сопротивления x_{q} .

§ 28-5. Режим малого скольжения синхронной машины

Представим, что невозбужденная синхронная машина включена на сеть с напряжением U и вращается с помощью вспомогательного двигателя со скоростью, отличной от синхронной. Обмотки якоря, обтекаемые током частоты сети f, создадут в зазоре вращающееся с синхронной скоростью магнитное поле. Если скольжение ротора в этом магнитном поле установить достаточно малым, то в короткозамкнутых контурах на роторе (например, в демпферной обмотке) будут наводиться незначительные токи, и их магнитными полями можно пренебречь. Обмотка возбуждения предполагается разомкнутой. В этом случае, несмотря на непрерывное изменение угла θ , картина магнитного поля якоря для данного значения θ определяется так же, как в установившемся режиме. Поэтому токи якоря можно находить по выражениям, полученным для установившегося режима.

Для невозбужденной машины при пренебрежении активным сопротивлением якоря

$$I_d = \frac{U\cos\theta}{x_d}, \quad I_q = \frac{U\sin\theta}{x_q}.$$
 (28-16)

Амплитуда тока якоря равна

$$I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = \sqrt{\left(\frac{U}{x_d}\cos\theta\right)^2 + \left(\frac{U}{x_q}\sin\theta\right)^2} = \sqrt{0.5\left(I_{dm}^2 + I_{qm}^2\right) + 0.5\left(I_{dm}^2 - I_{qm}^2\right)\cos 2\theta}, \quad (28-17)$$

где $I_{dm} = U/x_d$, $I_{qm} = U/x_q$.

При непрерывном, но достаточно медленном изменении угла θ ток якоря меняется, как это следует из (28-17), от значения I_{dm} , когда $\theta = (k-1) \cdot 180^\circ$, до значения I_{qm} при $\theta = (k-0,5) \cdot 180^\circ$ (k = 1, 2, 3...). В те моменты, когда $I_q = 0$, обмотка якоря создает продольное поле реакции якоря и, следовательно, обладает индуктивным сопротивлением x_d ; в те же моменты, когда I_d обращается в нуль, поле реакции якоря имеет поперечный характер и индуктивное сопротивление обмотки якоря становится равным сопротивлению x_d .

Таким образом, режим малого скольжения невозбужденной синхронной машины может быть использован для опытного определения сопротивлений x_d и x_a .

Для более точного их нахождения следует осциллографировать ток I и напряжение U. На рис. 28-4 показан характер изменения тока I в функции времени для рассматриваемого режима. Поскольку в явнополюсных синхронных машинах $x_d > x_q$, то минимальное значение тока на огибающей $I_{\text{мин}}$ соответствует току $I_{dm} = U/x_d$, а максимальное $I_{\text{макс}}$ — току $I_{qm} = U/x_q$.

Следует учитывать, что электрическая сеть с напряжением U имеет конечную мощность, поэтому колебания тока I обусловливают соответствующие колебания напряжения, так что при токе $I = I_{\text{мин}}$ напряжение $U = U_{\text{макс}}$, а при $I = I_{\text{макс}}$ напряжение $U = U_{\text{мин}}$.



Рис. 28-4. Характер изменения тока якоря I и напряжения U в режиме малого скольжения.

Определяя по осциллограмме токи $I_{\text{мин}}$, $I_{\text{макс}}$ и соответствующие им напряжения, вычисляем:

$$x_d = \frac{U_{\text{MARC}}}{I_{\text{MUH}}}, \quad x_q = \frac{U_{\text{MHH}}}{I_{\text{MARC}}}.$$
 (28-18)

Для получения достоверных значений сопротивлений x_d , x_q по (28-18) следует иметь в опыте весьма малое скольжение $s \leq 0,005 \div 0,007$. Погрешность в определении x_d , x_q зависит от параметров короткозамкнутых контуров ротора и растет при увеличении скольжения. При малом скольжении электромагнитный момент $M_{\partial M,p}$ машины, пропорциональный U^2 и sin 2 θ , изменяется во времени медленно и стремится втянуть машину в синхронизм. Это затрудняет выполнение оцыта, и для его осуществления обычно приходится снижать напряжение U по сравнению с номинальным значением, что уменьшает величину момента $M_{\partial M,p}$. В этих условиях определяют ненасыщенные значения сопротивлений x_d , x_q .

§ 28-6. Опытное определение сопротивления x_p

Сопротивление x_p может быть найдено с помощью двух характеристик: холостого хода $E_0 = f(i_B)$ и так называемой и н д у к ц и о н н о й н а г р у з о ч н о й. Последняя представляет зависимость $U = f(i_B)$ при работе синхронного генератора на индуктивную нагрузку с постоянным током якоря ($I = \text{const}, \cos \varphi = 0$). Для снятия этой характеристики синхронный генератор включают либо на автономную индуктивную нагрузку, либо на электрическую сеть с регулируемым напряжением U.

В рассматриваемом режиме активная мощность генератора равна нулю. Электромагнитная мощность $P_{\mathfrak{IM}}$ незначительна, ибо она равна потерям в обмотке якоря. Пренебрегая незначительным влиянием активного сопротивления, будем считать $P_{\mathfrak{IM}} = 0$; тогда угол $\mathfrak{g} = 0$ и угол $\psi = \mathfrak{g} + \varphi =$ $= 90^{\circ}$. Так как ток якоря — продольный, то поперечный ток равен нулю. Уравнение напряжения (23-2) для данного случая имеет вид:

$$\dot{U} = \dot{E}_d + \dot{E}_s = \dot{E}_d - j\dot{I}x_s.$$
 (28-19)

Величина э. д. с. от результирующего поля в зазоре E_d определяется результирующей м. д. с. по продольной оси $F_d = F_B - F_{ad}$. Если для определения э. д. с. E_d по известной величине F_d пользоваться характеристикой холостого хода, то, как было показано в § 23-5, уравнение (28-19) должно быть записано в виде:

$$\dot{U} = \dot{E}_{dp} - j\dot{I}x_{p}, \qquad (28-20)$$

где $E_{\rm dp}$ — расчетная э. д. с. результирующего поля, определяемая с по-мощью характеристики холостого хода.



На рис. 28-5, а и б представлена векторная диаграмма генератора для режима индукционной характеристики и дано построение последней. Порядок построения следующий: 1) выбранное значение $i_{\rm B} = F_{\rm B}$ откладывают на оси абсцисс графика (отрезок OG); 2) определяют результирующую м. д. с. $F_d = F_{\rm B} - F_{ad}$ (отрезок OH); 3) по характеристике холостого хода и м. д. с. F_d находят э. д. с. E_{dp} (отрезок BH); 4) вычисляют $U = E_{dp} - Ix_{\rm P}$

(отрезок *CH*); 4) переносят отрезок CH = U в точку с абсциссой $OG = i_{\rm B}$ (AG = CH). Точка A принадлежит индукционной нагрузочной характеристике $U = f(i_{\rm B})$.

Из рис. 28-5, б видно, что между характеристиками холостого хода и индукционной нагрузочной вписывается реактивный треугольник ABC, у которого катет BC определяется не действительным сопротивлением рассеяния x_s , а расчетным x_p .

Характеристика $U = f(i_{\rm B})$ определяется как геометрическое место, занимаемое вершиной A реактивного треугольника при перемещении его вершины B по характеристике холостого хода. Если бы насыщение магнитной цепи генератора оставалось неизменным для различных значений напряжения U, то треугольник ABC имел бы неизменные размеры, так как ток I = const. Однако на рис. 28-5, δ величина катета BC изменяется в зависимости от насыщения магнитной цепи, ибо $x_p \neq \text{const.}$ В частности, при U = 0 (режим короткого замыкания), когда насыщение магнитной цепи практически отсутствует, $x_p = x_s$. Для этого напряжения реактивный треугольник обозначен A'B'C', причем A'C' = AC, а B'C' < BC.

Индукционная нагрузочная характеристика вместе с характеристикой холостого хода позволяют приближенно найти сопротивление $x_{\rm p}$. Графический способ определения $x_{\rm p}$ проиллюстрирован на рис. 28-5, в. Пусть характеристики $E_0 = f(i_{\rm B})$ и $U = f(i_{\rm B})$ известны. Из точки A, соответствующей произвольному значению U, откладывается отрезок O'A = OA'. Затем строится угол B'O'A, равный углу ROA', и отрезок O'B' продолжается до пересечения с характеристикой холостого хода (точка B''). Опуская перпендикуляр из точки B'' на O'A, получают точку C''. Принимают отрезок B''C'' равным $Ix_{\rm p}$, и тогда $x_{\rm p} = B''C''/I$.

Для сравнения на рисунке нанесен реактивный треугольник ABC, в котором катет BC равен действительной величине Ix_p . Обычно сопротивление x_p , найденное указанным выше графическим способом, имеет преувеличенное значение (но не более чем на 10—15%). Очевидно, что сопротивление x_p является функцией F_p и F_d .

ВОЗБУЖДЕНИЕ СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 29-1. Общая характеристика возбуждения

Синхронные машины имеют преимущественно электромагнитное возбуждение, т.е. возбуждение с помощью обмотки, обтекаемой постоянным током. Постоянные магниты для создания поля возбуждения применяются лишь в специальных машинах (§ 31-3).

При электромагнитном способе возбуждения необходим источник электрической энергии постоянного тока, покрывающий потери в обмотке возбуждения синхронной машины. Этот источник постоянного тока, непосредственно соединенный с обмоткой возбуждения синхронной машины, называется в о з б у д и т е л е м. По существу он является преобразователем энергии либо механической либо электрической переменного тока в энергию постоянного тока.

В зависимости от вида преобразования различают с х е мы независимого возбуждения и самовозбуждения. Первая из указанных схем характеризуется тем, что возбудитель не связан с обмоткой якоря синхронной машины, поэтому возбуждение может осуществляться независимо от режима ее работы.

Преимущественное распространение нашли схемы независимого возбуждения, в которых исходной энергией для возбуждения служит механическая энергия на валу синхронной машины. Подобные схемы показаны на рис. 29-1, *a*, *б*. Схема рис. 29-1, *а* является схемой независимого возбуждения с электромашинным возбудителем, представляющим собой генератор постоянного тока. На рис. 29-1, *б* представлена принципиальная схема независимого возбуждения, в которой в качестве возбудителя использован ионный или полупроводниковый преобразователь.

Другой возможный способ осуществления электромагнитного возбуждения — это применение схем самовозбуждения, в которых исходной энергией для возбуждения служит электрическая энергия в цепи якоря машины (рис. 29-1, *s*, *z*). В качестве возбудителя используется либо генератор постоянного тока, либо ионные или полупроводниковые выпрямители.

Заметим, что если схема рис. 29-1, в применяется для синхронных генераторов, то сетью трехфазного тока служат шины собственных нужд электрической станции.

С целью увеличения скорости изменения напряжения на обмотке возбуждения синхронной машины и расширения его пределов в схеме



Рис. 29-1. Принципиальные схемы возбуждения синхронных машин: *a*, *b*, *d* — независимое возбуждение; *в*, *г* — самовозбуждение.

независимого возбуждения с электромашинным возбудителем последняя несколько усложняется. Указанные задачи решаются с помощью добавочного возбудителя, включаемого последовательно с главным возбудителем и механически не связанного с валом синхронной машины. Одна из возможных схем показана на рис. 29-1, д.

В представленных схемах (за исключением схемы рис. 29-1, *г*) в ряде случаев применяются генераторы постоянного тока (на схемах они не показаны) для возбуждения возбудителей (подвозбудители) и вспомогательных синхронных генераторов.

Таким образом, схемы возбуждения, помимо возбудителя, могут содержать еще вспомогательные машины переменного и постоянного тока. Сово-

^{1 —} синхронная машина; 2 — обмотка возбуждения синхронной машины; 3 — электромашинный возбудитель; 4 — ионный или полупроводниковый возбудитель; 5 вспомогательный синхронный генератор; 6 — вспомогательный асинхронный двигатель.

купность возбудителя, вспомогательных машин и регулирующих устройств составляет систему возбуждения.

Все приведенные выше системы возбуждения могут быть названы к о нт а к т н ы м и, поскольку в них возбудитель и обмотка возбуждения синхронной машины соединены посредством контактных колец и щеток. В настоящее время для машин значительной мощности разрабатываются б е с к о н т а к т н ы е системы возбуждения, в которых возбудитель и обмотка возбуждения синхронной машины соединены непосредственно. Бесконтактные системы возбуждения в микромашинах и машинах сравнительно небольшой мощности (когтеобразные синхронные машины) успешно применяются.

Системы возбуждения синхронных машин должны отвечать некоторым общим требованиям; они должны: 1) быть надежны и экономичны; 2) допускать регулирование напряжения возбуждения в необходимых пределах; 3) обеспечивать достаточно быстрое увеличение напряжения возбуждения в аварийных режимах (форсирование возбуждения).

Регулирование тока возбуждения в нормальных режимах связано с регулированием реактивной мощности синхронной машины и поддержанием напряжения в некоторых точках электрической сети на заданном уровне.

Регулирование возбуждения синхронных генераторов и компенсаторов при возникновении даже весьма малых возмущений режима в электрической системе позволяет повысить ее статическую устойчивость (§ 44-4).

Форсирование возбуждения синхронных машин при коротких замыканиях в системе и последующее непрерывное регулирование возбуждения для успокоения колебаний машин способствуют улучшению динамической устойчивости системы (§ 44-5), повышают надежность работы релейной защиты, облегчают условия самозапуска двигателей механизмов собственных нужд электрических станций. Применение на синхронных генераторах быстродействующих систем возбуждения с автоматическим регулированием позволило повысить статическую и динамическую устойчивость электрических станций примерно на 10%.

Из изложенного следует, что система возбуждения синхронных машин должна иметь быстродействующее автоматическое регулирование. Одними из основных характеристик системы возбуждения, особенно генераторов и компенсаторов, являются ее быстродействие, определяемое скоростью нарастания напряжения возбуждения при форсировании v_u , и величина отношения максимального напряжения $(u_{\rm Bm})$ к номинальному напряжению возбуждения $(u_{\rm B.H})$ — так называемая кратность форсирования $k_{\rm m} = u_{\rm Bm}/u_{\rm B.H}$.

В соответствии с ГОСТ турбогенераторы и компенсаторы должны иметь $k_{\Phi} \ge 2,0$ и $v_u \ge 2$ $u_{\text{в.н.}}$ в секунду; гидрогенераторы $k_{\Phi} \ge 1,8$ и $v_u \ge 1,3$ $u_{\text{в.н.}}$ в секунду. Однако для весьма мощных гидрогенераторов,

работающих на дальние электропередачи, к системам возбуждения приходится предъявлять более жесткие требования ($k_{\phi} = 3 \div 4$, v_u до 10 $u_{\text{в.н}}$ в секунду и выше).

Системы возбуждения всех указанных выше машин должны выдерживать двукратный по отношению к номинальному ток возбуждения в течение 50 сек.

Современные тенденции развития возбудительных систем связаны с широким применением управляемых и неуправляемых вентильных преобразователей.

§ 29-2. Системы независимого возбуждения

Системы независимого возбуждения (рис. 29-1, a, b) нашли наибольшее распространение. Основная их ценность состоит в том, что возбуждение синхронной машины не зависит от режима электрической сети, поэтому такие системы наиболее надежны.

Схемы с электромашинным возбудителем применяются на гидро- и турбогенераторах мощностью до 100 *Мвт*, компенсаторах мощностью примерно до 30 *Мва* и на двигателях (за исключением тихоходных). Эти схемы снабжены автоматическими регуляторами.

Для генераторов и компенсаторов преимущественное применение получила схема компаундирования с коррекцией (рис. 29-2). Термин компаундирование с обозначает автоматическое регулирование тока возбуждения машины в зависимости от тока якоря, т. е. по существу от первопричины изменения напряжения на зажимах якоря. В нормальном режиме с увеличением нагрузки (активно-индуктивной) напряжение генератора стремится уменьшиться, но компаундирование автоматически увеличивает ток возбуждения возбудителя, а следовательно, и ток возбуждения генератора, благодаря чему напряжение на зажимах якоря генератора стабилизируется.

Система компаундирования успешно работает и в аварийных режимах генератора, когда ток в якоре значительно увеличивается.

Цепь компаундирования (рис. 29-2) состоит из трансформаторов тока TT, измеряющих сигнал, пропорциональный току якоря генератора, и питающих цепь компаундирования; сопротивления R, обеспечивающего нормальный режим работы трансформаторов TT; вспомогательного трансформатора T, с помощью которого согласуются параметры цепей постоянного и переменного тока, и, наконец, выпрямителя B_1 .

Увеличение тока якоря синхронной машины приводит к возрастанию тока в обмотке возбуждения возбудителя OBB₂ и, следовательно, к уве-





личению напряжения возбудителя *В* и тока в обмотке возбуждения *ОВ* синхронной машины *СМ*.

Само по себе компаундирование не может обеспечить достаточно точное поддержание напряжения генератора, оно регулирует его лишь в первом приближении. Поэтому одновременно с регулированием возбуждения по току якоря генератора применяется еще регулирование по напряжению якоря, задача которого состоит в коррекции этого напряжения при отклонениях от заданной величины.

На рис. 29-2 показана принципиальная схема к о р р е к т о р а н а п р я ж е н и я. Измерительный орган корректора IO подключен на зажимы обмотки якоря генератора через трансформатор напряжения TH и установочный автотрансформатор AT, позволяющий установить необходимое напряжение. Измерительный орган преобразует отклонение напряжения переменного тока в сигналы постоянного тока в каналах I и 2, который протекает по обмоткам управления магнитного усилителя MY, включенным навстречу друг другу. При отклонении напряжения генератора от заданного значения токи в каналах I и 2 становятся неодинаковыми и суммарная м. д. с. обмоток управления MY оказывается не равной нулю; это приводит к изменению тока в обмотке возбуждения возбудителя OBB_1 , включенной на MY через выпрямитель B_2 , и, следовательно, к изменению напряжения возбудителя B.

Применяются как односистемный корректор, позволяющий изменять напряжение генератора только в сторону его увеличения, так и двухсистемный корректор, регулирующий напряжение при любом характере его изменения.

Системы компаундирования с коррекцией дополняются еще устройством релейного форсирования возбуждения. Один из недостатков рассматриваемой системы регулирования возбуждения — это недостаточное ее быстродействие.

Более совершенной является система фазового компаундирования. Сущность ее состоит в том, что регулирование тока возбуждения генератора производится в зависимости не от полного тока якоря, а в основном от реактивной его составляющей. Это дает возможность устройству компаундирования более точно поддерживать напряжение на зажимах генератора при изменении нагрузки, так как изменение напряжения якоря вызывается главным образом реактивной составляющей тока. Вследствие этого корректор напряжения в схеме с фазовым компаундированием потребляет меньшую мощность, габариты его элементов уменьшаются и быстродействие системы регулирования повышается.

Недостатки системы независимого возбуждения с электромашинным возбудителем связаны с самим возбудителем. У гидрогенераторов, имеющих сравнительно невысокую скорость вращения, он получается достаточно инерционным в электромагнитном отношении и система возбуждения имеет ограниченное быстродействие даже в том случае, когда для возбуждения возбудителя применяется подвозбудитель. У турбогенераторов, обладающих большой скоростью вращения, надежность работы электромашинного возбудителя на валу генератора снижается вследствие вибраций и достаточно тяжелых условий коммутации (гл. 37).

Для сверхмощных турбогенераторов (150 *Мет* и выше) мощность возбуждения становится настолько значительной, что выполнить надежно работающий электромашинный возбудитель на скорость вращения 3000 об/мин по условиям коммутации становится затруднительным.

Для снижения скорости вращения возбудителя, когда по условиям коммутации можно увеличить его мощность, за рубежом применяют связь возбудителя с валом генератора через редуктор. Однако наличие механической передачи является основным недостатком системы возбуждения.

Более радикальный путь состоит в применении схемы возбуждения с ионными или полупроводниковыми выпрямителями (рис. 29-1, б).

На валу турбогенератора помещается вспомогательный синхронный генератор, напряжение которого выпрямляется и подводится к обмотке возбуждения турбогенератора. В качестве вспомогательного генератора применяется индукторная машина повышенной частоты (§ 31-2). Такой генератор не имеет обмотки на роторе, поэтому является весьма надежным в эксплуатации. Повышенная частота генератора (500 гц) позволяет уменьшить габариты и повысить быстродействие элементов автоматического регулирования, а вместе с ним и всей системы возбуждения в целом.

Более подробная принципиальная схема возбуждения приведена на рис. 29-3. Индукторный генератор *ВГ* имеет две обмотки возбуждения: одна из них (OBB_1) включается последовательно с обмоткой возбуждения турбогенератора OB и дает компаундирующий эффект при протекании свободных токов во время коротких замыканий в цепи якоря турбогенератора; другая (OBB_2) — получает независимое питание от высокочастотного подвозбудителя IIB через выпрямитель B_1 . Подвозбудитель (машина с постоянными магнитами), как и вспомогательный генератор, находится на валу турбогенератора.

Напряжение вспомогательного генератора выпрямляется полупроводниковым выпрямителем B_2 . Оно регулируется при помощи реактора с подмагничиванием P. В режиме нормального возбуждения об-



Рис. 29-3. Принципиальная схема системы независимого возбуждения с полупроводниковым выпрямителем.

мотка статора индукторного генератора нагружена дополнительным реактивным током, потребляемым реактором. При уменьшении тока в реакторе напряжение индукторного генератора увеличивается. Такое регулирование весьма эффективно, так как особенностью индукторных машин является высокое значение индуктивного сопротивления обмотки якоря. Изменение же тока в реакторе достигается путем автоматического регулирования степени его подмагничивания. Эта система возбуждения обеспечивает скорость нарастания напряжения v_{μ} не менее 4 $u_{\rm B,H}$ в секунду.

Сверхмощные гидрогенераторы (150 *Мет* и выше) обычно связаны с приемной системой электропередачей значительной протяженности. Поэтому для них по условиям динамической устойчивости особенно важно иметь быстродействующую систему возбуждения со значительной кратностью форсирования. Одним из возможных вариантов независимого возбуждения с электромашинным возбудителем является система, показанная на рис. 29-1, *д*. К обмотке возбуждения гидрогенератора приложено суммарное напряжение двух возбудителей, включенных последовательно: основного, находящегося на валу гидрогенератора, и добавочного, приводимого в движение асинхронным двигателем. Последний получает питание от вспомогательного синхронного генератора, расположенного на одном валу с гидрогенератором.

Добавочный возбудитель выполняется в виде быстроходной машины и поэтому имеет небольшую электромагнитную инерцию при регулировании его потока возбуждения. Этот возбудитель имеет две обмотки возбуждения, управляемые ионными преобразователями. Таким образом, сеточное регулирование преобразователей позволяет обеспечить быстрое изменение



Рис. ¹29-4. Принципиальная схема системы независимого возбуждения с ионным возбудителем.

ОВ, ОВВ — обмотки возбуждения главного и вспомогательного синхронных генераторов.

зажимах добавочного напряжения на возбудителя. В нормальном режиме напряжения основного и добавочного возбудителей направлены навстречу, и к зажимам возбуждения гидрогенератора обмотки оказывается приложенной разность напряжений возбудителей. При форсировании возбуждения напряжение добавочного возбудителя меняет знак, и к обмотке возбуждения гидрогенератора прикладывается сумма напряжений возбудителей. Такая система электромашинного возбуждения имеет достаточно высокие показатели: $k_{\phi} = 4$ и $v_{\mu} \approx (7 \div 8) u_{\text{в.н}}$ в секунду.

Дальнейшее развитие быстродействующих систем независимого возбуждения привело к созданию с х е м с и о н н ы м в о з б у д и т е л е м. На рис. 29-4 представлен один из возможных вариантов таких схем. На одном валу с гидрогенератором $C\Gamma$ располагается вспомогатель-

ный синхронный генератор $B\Gamma$ со своим электромашинным возбудителем B. Вспомогательный генератор может иметь на якоре либо трехфазную обмотку с отпайками (рис. 29-4), либо шестифазную обмотку. Йонные вентили также могут иметь различные схемы соединения. На рис. 29-4 схематически показаны две группы вентилей, собранных по мостовым схемам преобразования. На стороне переменного тока они включены на разные напряжения, а на стороне выпрямленного напряжения — параллельно. Возбуждение гидрогенератора в нормальном режиме обеспечивает группа вентилей B_1 , включенных на низкое напряжение вспомогательного генератора, а режим форсирования возбуждения — вентили B_2 , работающие от полного напряжения вспомогательного генератора.

Перевод вентилей в инверторный режим позволяет успокаивать колебания гидрогенератора в послеаварийном режиме и при необходимости получать интенсивное уменьшение потока машины до нуля (гашение поля).

Рассмотренная система возбуждения имеет предельное быстродействие и дает возможность получить $k_{\rm d}$ — 4 и более.

Следует также отметить, что применение схем независимого ионного возбуждения для мощных тихоходных гидрогенераторов оправдывается не только повышением быстродействия, но и экономическими соображениями.

§ 29-3. Системы самовозбуждения

Системы самовозбуждения в общем менее надежны, чем системы независимого возбуждения, поскольку в них работа возбудителя зависит от режима сети переменного тока.

Аварии в сети (например, короткие замыкания), связанные с понижением напряжения, нарушают нормальную работу системы возбуждения, хотя именно в этих случаях последняя должна обеспечить форсирование возбуждения.

При питании системы от зажимов якоря генератора возникают осложнения начального возбуждения при пуске генератора. С другой стороны, подобные системы в ряде случаев упрощают конструкцию синхронных машин.

Системы самовозбуждения с электромашинным возбудителем (рис. 29-1, в) применяются на мощных компенсаторах (мощностью свыше 30 *Mea*), на сверхмощных турбогенераторах в качестве резервной системы возбуждения, на тихоходных двигателях и в некоторых других случаях.

Для повышения надежности работы возбудительного агрегата при снижениях напряжения сети асинхронный двигатель, вращающий возбудитель, выбирается значительной мощности и, следовательно, имеет значительно бо́льшую перегрузочную способность, чем аналогичные двига-

тели в нормальных установках. Кроме того, на вал агрегата помещают маховик, способствующий сохранению скорости возбудителя при кратковременной потере напряжения в сети переменного тока.

Схемы самовозбуждения с управляемыми преобразователями (рис. 29-5), обеспечивающие высокое быстродействие и значительную кратность форсирования, находят применение во всех типах синхронных машин.

Основными элементами схемы ионного самовозбуждения являются: вентильный преобразователь (B) с регулирующим устройством, анодный трансформатор (T) для согласования параметров цепей переменного и постоянного тока и добавочный последовательный трансформатор (TZ).



Рис. 29-5. Принципиальная схема самовозбуждения с управляемым вентильным преобразователем.

СМ, ОВ — синхронная машина и ее обмотка возбуждения.

Назначение этого последнего трансформатора состоит в обеспечении самовозбуждения при значительном снижении напряжения переменного тока при коротких замыканиях в сети и в восстановлении симметрии напряжения на вентилях при несимметричных коротких замыканиях. Вместе с тем, применение последовательных трансформаторов приводит к усложнению схемы. Поэтому в ряде случаев целесообразно их не устанавливать.

При надлежащем выборе параметров система ионного самовозбуждения по своим свойствам приближается к системе независимого ионного возбуждения.

В заключение отметим, что вентильные преобразователи привносят ряд особенностей в работу систем возбуждения. Так, высокочастотные колебания, обусловленные коммутацией вентилей, могут оказывать неблагоприятное влияние на работу преобразователя и целостность изоляции обмотки возбуждения синхронной машины. Наличие вентилей в цепи возбуждения препятствует протеканию обратных токов, возникающих, например, при асинхронном режиме, вследствие чего повышается напряжение на зажимах обмотки возбуждения синхронной машины и увеличивается обратное напряжение на вентилях.

ПОТЕРИ, НАГРЕВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 30-1. Потери в синхронных машинах

В синхронных машинах, как и в других вращающихся машинах, потери энергии имеют двоякую природу: одни непосредственно связаны с электромагнитным процессом в машине, другие обусловлены механическим движением ротора. Потери электромагнитного характера, в свою очередь, разделяют на о с н о в н ы е и д о б а в о ч н ы е. К первым относятся потери в сердечнике якоря (p_c) , вызванные основной гармонической поля в зазоре, и потери в обмотке якоря (p_m) и на возбуждение (p_b) , при равномерном распределении тока по сечению обмоток (т. е. на постоянном токе); ко вторым — потери от высших гармонических поля в зазоре и от полей рассеяния обмоток.

Добавочные электромагнитные потери (*p*_д) выделяются в обмотке якоря, в конструктивных элементах, окружающих лобовые части этой обмотки, в зубцах сердечника якоря и на поверхности сердечника ротора.

Добавочные потери в обмотке якоря возникают вследствие того, что в достаточно высоком проводнике, помещенном в паз, за счет неодинакового по его высоте потокосцепления от трубок поля пазового рассеяния происходит вытеснение тока в сторону открытия паза (§ 19-2). При неравномерном распределении плотности тока по сечению проводника возрастает ее среднеквадратичное значение и, следовательно, увеличиваются потери в обмотке.

Для уменьшения добавочных потерь в обмотке якоря активные проводники набирают из отдельных элементарных проводников сравнительно небольшого сечения, размещая их так, чтобы на протяжении активной длины машины они занимали различное положение в пазу (транспозиция в обмотке). На рис. 30-1 схематически показан активный проводник (стержень) с транспонированными элементарными проводниками.

Поля рассеяния в области лобовых частей обмотки якоря, пронизывая конструктивные детали и крайние пакеты сердечника якоря, вызывают в них потери.

1/4 1/2 1/4 ·····

Рис. 30-1. Транспонированный стержень обмотки статора турбогенератора. Конфигурация поля в этой области такова, что в режиме недовозбуждения синхронной машины (особенно неявнополюсного типа) потери в крайних пакетах статора могут стать весьма значительными, вызывая опасные местные нагревы сердечника.

Поля высших гармонических, перемещаясь в воздушном зазоре с различной скоростью относительно ротора и статора, индуктируют обычно в неглубоком поверхностном слое вихревые токи. Таким образом возникают добавочные потери на вихревые токи и перемагничивание, особенно заметные в случае массивного ротора (явнополюсные машины с массивными полюсными наконечниками, неявнополюсные машины).

Основные электромагнитные потери в сердечнике и обмотке якоря синхронной машины имеют такой же характер, что и в других машинах (см. § 7-5; 7-6, в).

Потери на возбуждение p_в включают в себя потери: 1) в обмотке возбуждения, 2) в контактном устройстве, 3) в возбудителе, если последний получает энергию от возбуждаемой машины; поэтому

$$p_{\rm B} = \frac{I_{\rm B}^2 r_{\rm B} \tau_5 + 2I_{\rm B}}{\eta_{\rm B}},$$

где $I_{\rm B}$ — ток возбуждения; $r_{\rm B75}$ — сопротивление обмотки возбуждения, приведенное к условной температуре 75° С; $\eta_{\rm B}$ — к. п. д. возбудителя; $2I_{\rm B}$ — потери в контактном устройстве.

К механическим потерям $p_{\rm MX}$ относятся потери на трение в подшипниках и вращающегося ротора о газовую среду, а также потери, связанные с вентиляцией машины. Механические потери зависят от скорости вращения машины и не связаны с режимом нагрузки.

При изменении нагрузки синхронной машины к. п. д. ее также изменяется, имея при некоторой нагрузке максимум. Нетрудно показать, что максимум к. п. д. будет иметь место при такой нагрузке, когда

$$\frac{P}{P'} = \frac{p}{p'},\tag{30-1}$$

где *p* — суммарные потери синхронной машины; *P* — электрическая мощность якоря, а *p'*, *P'* — производные от них по току якоря.

Пусть изменяется ток якоря машины I, но сов φ и напряжение на зажимах якоря остаются постоянными, так что электрическая мощность P пропорциональна току I. Потери p можно представить в общем виде:

$$p = k_0 + k_1 I + k_2 I^2. ag{30-2}$$

Тогда левая часть (30-1) оказывается равной I, а подстановка (30-2) в (30-1) дает соотношение

$$k_2 I^2 = k_0$$
.

Таким образом, к. п. д. синхронной машины достигает максимума при такой нагрузке, при которой постоянные потери (k_0) равны потерям, пропорциональным квадрату тока якоря.

В гидро- и турбогенераторах обычного исполнения бо́льшую долю суммарных потерь составляют потери, не зависящие от нагрузки. Поэтому в таких машинах максимум к.п.д. находится, как правило, за пределами номинальной нагрузки. В машинах с непосредственным охлаждением (§ 30-2),



Рис. 30-2. Значения к. п. д. для синхронных генераторов различной мощности.

1 — гидрогенераторы с различной скоростью вращения; 2-5 — турбогенераторы с различными системами охлаждения: косвенное воздушное (2) и водородное (3), водородное — непосредственное ротора и косвенное статора (4), непосредственное водяное статора и водородное ротора (5).

имеющих большие потери в обмотках, превалируют, напротив, потери, пропорциональные квадрату тока якоря, и к. п. д. достигает максимума при 60—80% от номинальной нагрузки.

Численные значения к. п. д. машин различной мощности зависят не только от величины номинальной мощности, но и от скорости вращения, типа и конструкции машины, системы охлаждения, качества материала.

На рис. 30-2 представлены зависимости к. п. д. от номинальной мощности турбо- и гидрогенераторов.

§ 30-2. Нагревание и охлаждение синхронных машин

Вследствие непрерывно выделяющихся потерь различные части синхронной машины нагреваются до определенной температуры, которая зависит от величины потерь и интенсивности охлаждения машины. При переходе машины из нерабочего состояния к режиму постоянной нагрузки температура отдельных ее частей постепенно повышается (примерно по экспоненциальному закону во времени) и через некоторое время достигает установившегося значения.

Длительно существующие установившиеся значения температур различных частей машины не должны превосходить определенных допустимых величин. Эти последние устанавливаются исходя из необходимого срока службы изоляции в машине и, следовательно, исходя из продолжительности эксплуатации машины. ГОСТ предписывает, что максимально допустимая температура в случае косвенного охлаждения (см. ниже) составляет: а) для обмоток статора, имеющих изоляцию класса В с пропиткой асфальто-битумными лаками, 105° С; б) для обмоток ротора с изоляцией класса В 130° С; в) для сердечника якоря 105° С.

Однако для нормальной работы изоляции необходимо ограничить не только рабочую температуру частей машины, но и перепад температуры между ними.

Для этого ГОСТ нормирует превышения температуры активных частей машины над температурой охлаждающей среды. Так, для турбогенераторов и компенсаторов за нормальную температуру охлаждающей среды принята температура 40° С, а для гидрогенераторов она составляет 35° С. Таким образом, допустимые превышения температур, например, обмоток турбогенератора с косвенным охлаждением равны: в статоре 65° С; в роторе 90° С. Увеличение превышения температуры активных частей машины, а следовательно, увеличение мощности ее в том случае, когда температура охлаждающей среды меньше нормальной, допускается только в весьма ограниченных размерах и определяется специальными инструкциями по эксплуатации машины. По условиям температурного поля машины ограничиваются и кратковременные ее перегрузки.

Во время работы турбо- и гидрогенераторов и компенсаторов осуществляется контроль температуры наиболее важных частей машины: обмотки и сердечника статора, подшипников, а также охлаждающей среды. Он производится с помощью электрических термометров сопротивления, закладываемых в места с наибольшей температурой (между секциями обмотки в пазу и на дно паза), и ртутных термометров (для измерения температуры воды и масла).

Температурное поле в машине получается установившимся благодаря охлаждению машины. При этом для сохранения температур ее активных частей в допустимых пределах интенсивность охлаждения должна быть тем значительнее, чем больше номинальная мощность машины. Действительно, потери электромагнитного характера даже при постоянных значениях плотности тока в обмотках и индукции в сердечнике (когда удельные потери неизменны) увеличиваются пропорционально объему активных частей машины, т. е. пропорционально кубу линейных размеров, тогда как поверхность этих частей, через которую потери отводятся охлаждающей средой, возрастает пропорционально только квадрату линейных размеров.

По механическим соображениям и условиям перевозки геометрические размеры машины имеют некоторый предел. Поэтому выполнение сверх-

мощных синхронных генераторов (150 *Мвт* и более) стало возможным лишь в результате увеличения удельных электромагнитных нагрузок плотностей токов в обмотках машин. Это потребовало коренного пересмотра систем охлаждения для сверхмощных генераторов.

Существующие системы охлаждения синхронных машин можно классифицировать по нескольким признакам. В зависимости от вида применяемой охлаждающей среды (охлаждающего агента) охлаждение может быть газовым, жидкостным или газо-жидкостным. По характеру охлаждения обмоток различают системы косвенного, непосредственного или смешанного охлаждения. Эти термины требуют пояснения.

Основными зонами, где выделяется тепло при работе машины, являются обмотки статора и ротора, сердечник статора и тонкий поверхностный слой ротора. Поверхности расточки статора и вентиляционных каналов в нем, лобовых частей обмотки якоря, ротора (или полюсных наконечников и обмотки возбуждения в явнополюсных машинах) служат естественными поверхностями теплоотдачи, с которых тепло уносится из машины охлаждающим агентом. При такой системе охлаждения тепловой поток от обмотки якоря в пазовой части должен пройти через слой изоляции обмотки и зубцы сердечника, прежде чем он достигнет поверхности теплоотдачи. В подобных же условиях находится и обмотка возбуждения неявнополюсных машин. Поэтому, когда в качестве поверхностей теплоотдачи используются естественные поверхности активных частей машины, охлаждение называют к о с в е н н ы м.

В том случае, когда охлаждающий агент непосредственно омывает проводники обмоток статора и ротора, унося тепло, выделяющееся в них, а остальные части машины охлаждаются через их естественные поверхности, охлаждение называют непосредственным.

И, наконец, если одна из обмоток статора и ротора охлаждается косвенно, а другая — непосредственно, говорят, что машина имеет систему смешанного охлаждения.

По характеру циркуляции охлаждающего агента охлаждение может быть естественным (при отсутствии специальных устройств, создающих напор для движения агента) или принудительным (при наличии указанных устройств: вентиляторы, компрессоры).

Большинство синхронных машин работает с принудительным охлаждением.

С точки зрения схемы движения охлаждающего агента по отношению к машине в целом системы охлаждения бывают двух видов: с замкнутым и разомкнутым циклом движения агента. Последние применяются только при воздушном охлаждении и характеризуются тем, что прошедший через машину воздух больше в нее



Рис. 30-3. Схема систем охлаждения с разомкнутым (a) и замкнутым (б) циклом движения охлаждающего агента.

1 — синхронная машина; 2 — охладитель; 3 — впуск воды для охлаждения агента в охладителе.

не возвращается (рис. 30-3, *a*). В ряде случаев перед входом в машину воздух очищается посредством фильтра. Однако эта мера не избавляет полностью от угрозы засорения пылью вентиляционных каналов машины. Поэтому такая система охлаждения применяется лишь на синхронных двигателях нормального исполнения, на генераторах и компенсаторах ограниченной мощности (обычно на турбогенераторах мощностью до 1500 квт и гидрогенераторах мощностью не свыше 4000 ква).

Все остальные генераторы и компенсаторы имеют замкнутую систему охлаждения (рис. 30-3, б). Схема ее такова: охлаждающий агент (газ или жидкость) проходит машину, выходит из нее нагретым и поступает в охладитель, где отдает тепло, унесенное им из машины, после чего снова поступает в машину, замыкая цикл своего движения. Для питания охладителей применяется техническая вода. При воздушном охлаждении такая система обеспечивает необходимую чистоту агента; при других видах охлаждающего агента она является единственно возможной.

Разделение систем охлаждения делается также в зависимости от схемы движения охлаждающего агента внутри самой машины; соответствующая терминология приводится в § 30-4.

§ 30-3. Охлаждающие агенты

Для охлаждения синхронных машин применяются воздух, водород, вода и масло.

Достаточно долгое время в качестве охлаждающего агента во вращающихся электрических машинах использовался только воздух. При-
меняется он и сейчас в системах косвенного охлаждения (двигатели, турбогенераторы и компенсаторы ограниченной мощности, гидрогенераторы).

Значительные преимущества имеет охлаждение с помощью всдорода. Оно нашло применение на тех мощных синхронных машинах, на которых достаточно просто решается вопрос о газонепроницаемости оболочки объема, заполняемого водородом, и где требуется интенсивное охлаждение. Такими машинами являются мощные компенсаторы и турбогенераторы. Компенсаторы не имеют выведенных за корпус концов вала, поэтому газонепроницаемость корпуса обеспечивается весьма надежно.

Переход на водородное охлаждение в турбогенераторах был вызван тем, что их роторы находятся в особо тяжелых в отношении нагрева условиях по сравнению с другими синхронными машинами. Кроме того, в турбогенераторах — очень быстроходных машинах механические потери (включая вентиляционные) при воздушном охлаждении составляют до 40—50% от общих потерь. Применение водорода, имеющего значительно меньшую плотность, чем воздух, позволило существенно уменьшить вентиляционные потери на трение ротора об охлаждающую среду.

Водород имеет более высокую теплопроводность, чем воздух. Поэтому в атмосфере водорода: 1) теплоотдача с охлаждаемой поверхности примерно в 1,5 раза выше, чем в атмосфере воздуха; 2) теплопроводность изоляции (с учетом промежутков между слоями) больше, чем в воздушной среде: для обмоток статора примерно на 10%, для обмоток ротора на 25%. Кроме того, при повышении давления водорода пропорционально увеличивается объемная теплоемкость и происходит дальнейшее улучшение теплоотдачи с поверхности Следует также отметить, что изоляция обмоток в водородной среде работает лучше, чем в воздушной.

Таким образом, применение водорода в качестве охлаждающего агента позволило существенно улучшить охлаждение машин. Благодаря этому при сохранении геометрических размеров удалось увеличить мощность турбогенераторов на 20—25%, компенсаторов — на 25—30%. Дальнейшее увеличение мощности (на 20—25%) достигается за счет увеличения давления водородной среды.

Следует отметить, что повышение давления водорода в корпусе машины для усиления интенсивности охлаждения целесообразно лишь до некоторого предела, равного 3—3,5 ama. Это объясняется тем, что при увеличении давления водорода уменьшается только превышение температуры газа над температурой охлаждающей новерхности, а температурный перепад в изоляции обмотки и по участкам зубцов остается неизменным. Поэтому превышение температуры обмоток ротора и статора при увеличении давления водорода сверх 3—3,5 ama уменьшается

501

незначительно, а вместе с тем резко возрастают трудности уплотнения корпуса машины и увеличиваются потери на трение и вентиляцию.

Создание сверхмощных генераторов стало возможным благодаря разработке новых принципов охлаждения, в результате чего появилась система непосредственного охлаждения обмоток машины, когда охлаждающий агент непосредственно омывает витки обмотки. Для этой системы в качестве охлаждающего агента используются водород, вода, масло.

Эффективность охлаждения водородом достигается за счет повышенного давления и высоких скоростей газа.

Давление водорода внутри машины при непосредственном охлаждении обычно составляет 3—5 *ата*.

При непосредственном охлаждении машины, когда отсутствует теплоотдача от обмотки через изоляцию, эффективность охлаждения полностью определяется свойствами охлаждающего агента. Поэтому, кроме водорода, нашли применение агенты с более высокими охладительными свойствами — масло и особенно вода. Ценным свойством масла (трансформаторного) является то, что оно обладает хорошими изолирующими качествами. Применяется масло для охлаждения обмоток статора.

Вода представляет собой наилучший охлаждающий агент. Она имеет весьма большую теплоемкость и малую вязкость. Последняя обеспечивает при практически возможных в машине скоростях турбулентность движения и достаточно малый перепад температур между обмоткой и водой. Коэффициент теплоотдачи от стенок канала, омываемых водой, в практических условиях применения водяного охлаждения примерно в 60 раз больше, чем при воздушном охлаждении.

В системе непосредственного охлаждения вода применяется для охлаждения обмоток статора синхронных машин значительной мощности. Водяное охлаждение начинает внедряться на роторах синхронных машин, а также и на других электрических машинах.

Для өхлаждения используется дистиллированная вода, обладающая значительным удельным электрическим сопротивлением. Практически к турбогенераторам подводится конденсат турбины.

§ 30-4. Системы охлаждения

а) ТУРБОГЕНЕРАТОРЫ

В турбогенераторах применяются разнообразные системы охлаждения в зависимости от его номинальной мощности: косвенное воздушное (до 50 *Мвт*), косвенное водородное (30—150 *Мвт*), смешанное водородное — косвенное на статоре и непосредственное на роторе (60—200 Mem), непосредственное водородное (200—300 Mem), непосредственное — на роторе водородное, на статоре — водяное или масляное (150—800 Mem). Верхние пределы мощности, как правило, соответствуют максимально возможному ее значению, при котором может быть построена машина с данной системой охлаждения.

На рис. 30-4 приведена схема вентиляции турбогенератора при косвенном газовом охлаждении. Два вентилятора, расположенные на торцах ротора, прогоняют холодный газ (воздух, водород) через лобовые части обмотки статора в несколько камер 1, размещенных вдоль оси машины и охватывающих снаружи сердечник статора. Из них газ устремляется через вентиляционные каналы статора в воздушный зазор машины и затем в обратном направлении — в камеры 2. Здесь движется уже нагретый газ. Далее он проходит через газоохладители, где он охлаждается и, замыкая цикл движения, снова поступает к вентиляторам машины. Лобовые части обмотки ротора охлаждаются струей газа, которая от вентиляторов направляется в специальный канал под бандажным кольцом. Подобная система газовой вентиляции называется радиальной многоструйной (определяемой числом струй выходящего горячего газа). При такой вентиляционной схеме холодный газ попадает не только на торцевые части машины, но и непосредственно в центральную ее часть, чем обеспечивается равномерное охлаждение по длине машины, достаточно большой у турбогенераторов.

При водородном охлаждении газоохладители встроены прямо в корпус машины, при воздушном — они располагаются вне машины.

При непосредственном охлаждении водородом обмотки ротора в машине с рассмотренной выше радиальной вентиляцией газа используется распределение струй холодного и горячего газа в зазоре вдоль оси машины. Витки обмотки ротора имеют на боковых поверхностях косые каналы (рис. 30-5), которые сообщаются со специальными профилированными отверстиями в клиньях ротора. Отверстия в клиньях направлены так, что при вращении ротора одни из них забирают газ из зазора, через другие газ возвращается в зазор. Таким образом, обмотка ротора по длине пазовой части разбивается на отсеки с забором и выпуском газа, которые согласуются со струями холодного и горячего газа в зазоре, образуемыми вентиляционной схемой статора.

Помимо радиальной, применяется также аксиальная схема вентиляции. В этом случае холодный водород с помощью компрессора поступает с одной стороны машины в осевые каналы в сердечнике и обмотке якоря и выходит нагретым с другой стороны машины. Во внутренние каналы обмотки ротора холодный газ подается с обоих торцов ротора и нагретым выходит в зазор в средней части турбогенератора.



Разрез по вертикальной плоскости

Разрез по горизонтальной плоскости

Рис. 30-4. Схема многоструйной радиальной вентиляции газа в турбогенераторах. '

1 — камеры холодного газа; 2 — камеры горячего газа; 3 — газоохладители.



Рис. 30-5. Схема непосредственного водородного ох лаждения обмотки ротора турбогенератора с забором газа из зазора.

1 — вход газа в обмотку; 2 — выход газа из обмотки.



При водяном охлаждении обмотки статора проводники ее частично выполняются полыми (рис. 30-6). Ввод и вывод воды осуществляется с одной стороны машины с помощью гибких изолирующих шлангов, соединяющих водораспределительные наконечники обмотки со сборными водяными коллекторами (рис. 30-7).

6) ГИДРОГЕНЕРАТОРЫ

В гидрогенераторах мощностью до 150—200 *Мет* применяется косвенное воздушное охлаждение; при большей мощности — непосредственное: водяное для статора и воздушное (или водяное) для ротора. Напор, необходимый для движения воздуха, создается спицами и полюсами ротора и вентиляционными устройствами, прикрепляемыми к ободу ротора.

При радиальной системе вентиляции (рис. 30-8) холодный воздух из охладителей попадает (обычно сверху и снизу) в ротор





вентилятор; 2 — обод ротора с каналами; 3 — спицы ротора;
 лобовые части обмотки статора; 5 — сердечник статора с каналами; 6 — корпус статора; 7 — воздухоохладитель.

гидрогенератора. Затем он проходит последовательно через каналы в ободе ротора, промежутки между полюсами, воздушный зазор и каналы сердечника статора, выходит в корпус статора и затем идет к охладителям, завершая вентиляционный цикл. Меньшая струя воздуха охлаждает добовые части обмотки якоря.

При аксиальной системе вентиляции воздух движется вдоль оси машины через осевые каналы в сердечнике статора, через зазор, а также между полюсами ротора.

В быстроходных гидрогенераторах обычно используется радиальноаксиальная схема вентиляции.

Водяное охлаждение обмоток статора у гидрогенераторов осуществляется так же, как у турбогенераторов.

в) КОМПЕНСАТОРЫ

Компенсаторы обычно имеют косвенную систему охлаждения: воздухом (при мощности примерно до 30 *Мва*) и водородом (при большей мощности).

В мощных машинах охлаждение производится по замкнутому циклу. Движение газа внутри машины и через газоохладители происходит под действием двух вентиляторов пропеллерного типа, установленных на валу компенсатора. При водородном охлаждении газоохладители обычно встроены в боковые щиты компенсатора. Конструкция газоохладителей обеспечивает полный слив воды, которая нормально циркулирует через них и охлаждает нагретый водород. Эта операция возможна при длительных остановках компенсатора в зимнее время года (в машинах, установленных на открытом воздухе).

СПЕЦИАЛЬНЫЕ СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

§ 31-1. Генератор ударной мощности

Конструирование высоковольтных аппаратов с новыми, повышенными парамет рами основывается в значительной мере на результатах испытаний выполненных об разцов.

Одним из источников мощности для испытания высоковольтных аппаратов ян ляется специальный синхронный генератор — так называемый генератор удар ной мощности, или кратко — ударный генератор. Последний ра ботает в схеме, представленной на рис. 31-1. Испытуемый объект включается либо чере трансформатор, как это показано на рис. 31-1, либо на него непосредственно подаетс напряжение ударного генератора. Иногда в цепь статора машины включается активно сопротивление для регулирования коэффициента мощности. При наличии двух ил более ударных генераторов, работающих в испытательной лаборатории, практикуетс паралельная работа их. Синхронизацию машин обычно производят на холостом ходу

Следует отметить, что в настоящее время применяются и синтетические схемы дл. испытания аппаратов: ударный генератор в таких схемах является «источником тока» а в качестве «источника напряжения» используется колебательный контур.

Наиболее тяжелые режимы работы высоковольтных аппаратов — отключени цепи при внезапном коротком замыкании и повторное ее включение — характери зуются весьма большими токами и малой продолжительностью. Поэтому при испытани высоковольтного аппарата на включающую и отключающую способность и электро динамическую устойчивость ударный генератор должен создать огромные токи в тече ние лишь нескольких периодов промышленной частоты (обычно не более 3—8 перио дов). Для этого в схеме рис. 31-1 генератор в режиме холостого хода возбуждают д номинального напряжения, а затем в цепи его статора устраивают внезащое коротко замыкание, которое отключается через указанный выше весьма малый промежуток вре мени.

Другой возможный режим, когда цепь статора невозбужденного генератора пред варительно замыкается через испытательный аппарат, а затем форсируется возбужде ние генератора, применяется редко из-за ряда присущих ему недостатков.

При внезапном коротком замыкании ударного генератора в цепи статора появ ляются периодическая и апериодическая составляющие тока (§ 43-2). При испытания аппаратов наибольшую роль играет первая из них. Вместе с тем, наличие апериодиче ской составляющей в токе значительно увеличивает и без того огромные механически усилия, испытываемые обмоткой статора генератора. Поэтому наиболее тяжелые ре жимы рекомендуется проводить без апериодической составляющей тока. Ударный гене



Рис. 31-1. Схема включения ударного генератора.

 Ударный генератор; 2 — токоограничивающий реактор; 3 — защитный выключатель; 4 — ко роткозамыкатель; 5 — трансформатор; 6 — испытуемый аппарат. ратор выполняется трехфазным, поэтому он позволяет проводить испытания как в усновиях пофазного питания, так и при трехфазном коротком замыкании.

Амплитуда симметричной составляющей тока трехфазного короткого замыкания, происходящего на холостом ходу генератора, при отсутствии затухания равна (§ 43-3)

$$I_{\rm R} = \frac{U_0}{x_d^{\prime\prime} + x_{\rm BH}},$$
 (31-1)

где U_0 — напряжение генератора в исходном режиме холостого хода; x_d^r , x_{BH} — индуктивные сопротивления соответственно генератора и всей цепи между зажимами генератора и испытуемого объекта.

При трехфазном коротком замыкании непосредственно на зажимах ударного генератора вместо (31-1) будем иметь:

$$I_{\rm R} = \frac{U_0}{x_d''}.\tag{31-2}$$

Мощность ударного генератора S условно определяется током $I_{\rm K}$ (31-1) и напряжением перед коротким замыканием U_0 (мощность включения):

$$S = mU_0 I_{\mathrm{H}}.\tag{31-3}$$

Принято также указывать мощность $S_{\rm H}$ обычного генератора с такой же охлаждающей средой и такими же основными размерами (диаметр расточки статора и его длина) и скоростью вращения, какими обладает ударный генератор. Это так называемая т иповая мощность ударного генератора, по которой вычисляют относительные значения его параметров.

Из (31-1)—(31-3) видно, что мощность данного ударного генератора тем больше, чем меньше величина сопротивления $x_{\rm BH}$. По этой причине стремятся обойтись без трансформатора в схеме рис. 31-1. Для этого ударный генератор проектируется с возможно бо́льшим числом значений напряжений статора, получаемых комбинированием включения параллельных ветвей и сопряжения фазных обмоток, так как понижение напряжения за счет потока возбуждения связано с уменьшением мощности генератора. Поэтому повятно стремление выполнить ударный генератор на наиболее высокое напряжение, достигающее в отдельных машинах 20—22 кв. Вместе с тем, занас прочности изоляции у рассматриваемых генераторов должен быть выше, чем у нормальных машин, из-за больших механических усилий, испытываемых обмоткой статора. Обычно рабочее напряжение ударного генератора составляет 6—16 кв.

Учитывая кратковременность работы ударного генератора, допускают повышенные значения его электромагнитных нагрузок: плотность рабочего тока в статоре доходит до 80—100 а/мм³, а поток возбуждения на 20% и более повышен по сравнению с нормальной машиной. Вследствие этого ударный генератор может находиться в возбужденном состоянии 1—2 мин, а после короткого замыкания возбуждение его уменьшается.

Ударные генераторы выполняются в виде трехфазных, двух-, реже четырехнолюсных турбогенераторов. (Известен ударный генератор явнополюсного типа мощностью 4300 *Мва* с восьмиполюсным исполнением). У нормальных турбогенераторов $x_d \approx 0,1$. При такой величине сопротивления x_d относительное значение мощности ударного генератора, равное, как это видно из (31-2), (31-3), $S/S_{\rm H} = S = U_0 I_{\rm K} = U_0^2 / x_d^2$, а при номинальном напряжении $1/x_d^2$, недостаточно велико. Поэтому с помощью специальных мер доводят сопротивление x_d^2 до значений 0,025-0,03 (насыщенное значение), а мощность S — до 33-40. Уменьшение сопротивления x_d^2 достигается за счет: а) повышения основного потока в машине; б) уменьшения высоты паза статора (в 1,7-2,5 раза по сравнению с нормальными машинами); в) уменьшения полей рассеяния лобовых часте обмотки статора на 25—30%. Последнее осуществляется путем установки массивны деталей, изготовленных из меди и латуни, закрепляющих обмотку статора в лобовы частях и экранирующих потоки рассеяния.

На роторе ударного генератора, помимо обмотки возбуждения, укладываетс достаточно мощная демпферная обмотка: она размещается в пазах обмотки возбуждения, а также в специальных пазах, находящихся в большом зубе ротора. Такая обмотк увеличивает постоянную времени затухания сверхпереходной составляющей ток в статоре и тем самым способствует увеличению мощности генератора при отключени короткого замыкания.

Обмотка статора весьма прочно крепится в лобовой части. Несмотря на это, дефор мация ее при внезапных коротких замыканиях приводит с течением времени к наруше нию целостности изоляции в месте выхода обмотки из пазов статора. В настоящее врем. эта часть обмотки статора выполняется с повышенной изоляцией.

Возбуждение ударного генератора обычно осуществляется от отдельного агрегата состоящего из асинхронного двигателя и одного или двух генераторов постоянного тока. На валу агрегата располагается маховик, ограничивающий снижение скорости вращения возбудителя при форсировании возбуждения ударного генератора.

§ 31-2. Индукторные генераторы

Для целого ряда электротехнологических установок, высокоскоростного привода различных схем автоматики необходим источник переменного тока повышенной ча стоты (сотни и десятки тысяч герц). Такого рода генераторы совместно с выпрямитель ным устройством применяются также для возбуждения мощных турбогенераторо (§ 29-2).

Значительное повышение частоты синхронного генератора заданных размеро может быть достигнуто практически за счет увеличения числа полюсов машины, так как скорость вращения ограничена допустимыми механическими напряжениями узло ротора. Но увеличение числа полюсов генератора связано с уменьшением полюсногделения, что создает трудности в осуществлении машины. Поэтому для синхронны генераторов повышенной частоты применяется электромагнитная схема, совершеннотличная от той, которая характерна для машин нормального исполнения. В последни потокосцепление с обмоткой якоря периодически меняется во времени благодаря тому что поток, проходящий сквозь секции обмотки, изменяется от положительного макси мального значения + Φ_m до отрицательного максимума — Φ_m (рис. 31-2, *a*); иными сдовами, поток сквозь обмотку якоря периодически меняет свой знак.

В генераторах повышенной частоты магнитный поток, сцепляющийся с обмоткой якоря, периодически пульсирует, т. е. он непрерывно изменяется по величине, но на правление его (знак) сохраняется постоянным (рис. 31-2, 6). Подобную синхронную ма шину, у которой на поверхности якоря магнитная индукция изменяется толькпо величине, а знак сохраняется неизменным, называют и н д у к т о р н о й м а ш и н о й.

Характерные особенности устройства индукторного генератора определяются его электромагнитной схемой, которая для одного из типов приведена на рис. 31-3. Ротор генератора во всех случаях выполняется в виде зубчатого колеса и не несст никаки обмоток. Как правило, сердечник ротора собирается из тонкой листовой стали. Сердеч ник статора также набирается из листовой стали и в нем располагаются две обмотки обмотка якоря, состоящая из катушек, охватывающих зубцы статора, и обмотка воз буждения, создающая в машине основное магнитное поле. Поток в любом из зубцо статора, а вместе с ним и потокосцепление с катушкой обмотки якоря меняются о



Рис. 31-2. Характер изменения потока, сцепляющегося с обмоткой якоря: *а* — обычная синхронная машина; *б* — индукторная машина.



Рис. 31-3. Электромагнитная схема индукторной машины. 1-4 — обмотка якоря; 5 — обмотка возбуждения.

максимального значения, когда зубец статора располагается против зубца ротора, до минимального значения, когда зубец статора располагается против впадины ротора.

Таким образом, полное изменение потока в зубце статора происходит при перемещении ротора на одно зубцовое деление, и следовательно, частота э. д. с., индуктируемой в обмотке якоря,

$$f = \frac{Z_{\rm p}n}{60},$$

где Z_p и n — число зубцов и скорость вращения ротора.

Из сопоставления рис. 31-3, а и б нетрудно видеть, что если зубцовый шаг статора в два раза меньше зубцового шага ротора, то магнитный поток, сцепляющийся с обмоткой возбуждения, не меняется при вращении ротора, поэтому в ней не индуктируются переменные э. д. с. Действительно, для положения ротора, изображенного на рис. 31-3, а, потоки катушек I и \mathcal{S} (Φ_1 , Φ_3) максимальны, а катушек 2 и \mathcal{I} (Φ_2 , Φ_4) минимальны. При смещении ротора на одно зубцовое деление статора (рис. 31-3,6) потоки катушек 2 и \mathcal{I} — максимальны, а катушек I и \mathcal{S} — минимальны. Привимая начало отсчета времени на рис. 31-3, а, будем иметь:

$$\Phi_1 = \Phi_3 = \Phi_0 + \Phi_m \cos \omega t, \ \Phi_2 = \Phi_4 = \Phi_0 - \Phi_m \cos \omega t,$$

где Φ_{a} , Φ_{m} — постоянная составляющая и амплитуда изменения потока в зубде.

Поток сквозь обмотку возбуждения равен $\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 + \Phi_4 = 4\Phi_0 = \text{const.}$ Рассмотренный генератор называется разноименнополюсным с постоянным потоком, поскольку в зубцах ротора величина потока остается практически постоянной, но знак поля в них меняется в зависимости от положения зубпов относительно обмотки возбуждения.

Обмотка якоря индукторного генератора может быть выполнена однофазной к многофазной. В последнем случае для получения сдвига во времени фазных э. д. с. зубцы статора, охватываемые катушками разных фаз, должны быть сдвинуты на различные углы относительно зубцов ротора.

При частоте порядка 3000 ги и выше применяются так называемые и ндукторные генераторы с пульсирующим потоком, у которых зубдовые шаги на статоре и на роторе близки или равны друг другу.

Результаты анализа электромагнитного процесса индукторных генераторов можно свести к соотношениям, присущим синхронным машинам нормального исполнения в частности можно использовать векторные диаграммы последних.

К преимуществам индукторных генераторов следует отнести их высокую эксплуатационную надежность, связанную с отсутствием обмоток на роторе и бесконтактным исполнением системы возбуждения. Существенным же недостатком их являются значительные размеры активных частей, обусловленные наличием постоянной составляющей в потоке, не принимающей участия в процессе индуктирования э. д. с.

§ 31-3. Синхронные машины с постоянными магнитами

Магнитоэлектрические синхронные машины, т.е. машины, в которых возбуждение осуществляется с помощью постоянных магнитов, на-



Рис. 31-4. Зависимость B = f(H) постоянного магнита.

шли применение в качестве автономно работающих генераторов нормальной и повышенной частоты. Наибольшая мощность таких машин составляет сотни киловольт-ампер Достоинством рассматриваемых машин является отсутстви обмотки возбуждения, скользящего контакта и возбудительной системы, что упростило их конструкцию и увеличилс надежность. При повышенной частоте и сравнительно небольшой мощности машины с постоянными магнитами имеют мень шие размеры, вес и стоимость, чем синхронные машины с электромагнитным возбуждением.

Основной характеристикой постоянных магнитов является «кривая размагничивания», представляющая часть гистере зисной петли B = f(H) ферромагнитного материала магнита Свойства материала в значительной мере определяются ве личинами остаточной индукции B_r и коэрцитивной силы H(рис. 31-4). Наибольшее распространение получили сплавн типа железо — никель — алюминий с примесями кремния Рис. 31-5. Типы роторов синхронной машины с постоянными магнитами: *а* — коттеобразный; *б* — нормальный явнополюсный.

 вал; 2 — магнит; 3 полюсные наконечники;
 немагнитная втулка;
 стержни демпферной обмотки.



кобальта, титана. Для этих сплавов H_c и B_r доходят до значений 500—700 a/c_M , 1,3—1,4 *мл*. Точка $B = B_r$, H = 0 соответствует магниту с замкнутой цепью.

При разомкнутой цепи или при наличии посторонних контуров с током, создающих магнитное поле, направленное навстречу полю магнита, индукция B магнита уменьшается в соответствии с кривой размагничивания. Следует подчеркнуть, что свойства магнита, однажды размагниченного до точки K (рис. 31-4), определяются в дальнейшем зависимостью B = f(H) в виде так называемой л и н и и в о з в р а т а KM, не совпадающей с кривой размагничивания [предполагается, что последующие размагничивания выходят за точку K на кривой B = f(H)].

Размагничивание постоянных магнитов в синхронной машине происходит под влиянием продольной размагничивающей реакции якоря. Если в синхронных машинах с электромагнитным возбуждением реакция якоря проявляет себя только, пока она существует, то в машинах с постоянными магнитами она может вызвать необратимое размагничивание магнитов. Это может произойти после режима со значительной продольной реакцией якоря, например после внезапного короткого замыкания генератора. Для ослабления размагничивающего действия реакции якоря при больших токах якоря машина с постоянными магнитами выполняется с повышенным рассеянием полюсов, с демпфирующими контурами у внешней поверхности магнитов (массивные полюсные наконечники, демпферная обмотка; при отсутствии наконечников — заливка ротора алюминием).

В синхронных генераторах с постоянными магнитами (за исключением самой маленькой мощности) ротор имеет две конструктивные разновидности (рис. 31-5): с когтеобразными полюсами и обычное явнополюсное исполнение. Когтеобразный ротор состоит из цилиндрического магнита, имеющего намагниченность вдоль оси, и двух ферромагнитных шайб, прижатых к торцам магнита и оканчивающихся полюсными наконечниками. На поверхности ротора наконечники двух шайб чередуются и тем создается многополюсная магнитая система.

§ 31-4. Гидрогенераторы специального исполнения

капсульные гидрогенераторы

На гидростанциях с весьма низкими напорами экономически целесообразна установка горизонтальных гидрогенераторов, помещаемых в общем корпусе с турбиной в потоке воды. Генератор располагается под водой в водонепроницаемой капсуле. Турбина для рассматриваемого типа станций имеет низкую скорость вращения. Для улучшения использования генератора желательно соединять его с турбиной через редуктор (мультипликатор). Однако для значительных мощностей (порядка 10 *Мет* и выше) перспективным конструктивным решением является непосредственное соединение турбины и генератора.

Поскольку генератор получается тихоходным, а диаметр его ограничен условиями работы турбины, электромагнитные нагрузки генератора должны быть достаточно высокими, и это требует интенсивного охлаждения. Вентиляция на выполненных мапинах аксиальная, принудительная, по замкнутому циклу. В качестве охлаждающего агента используется воздух и вода.

Для капсульных гидрогенераторов характерны малые значения инерционных постоянных, которые ухудшают динамическую устойчивость машин (§ 44-5).

б) ОБРАТИМЫЕ СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Для гидроаккумулирующих электростанций требуются обратимые агрегаты, которые работают в режимах: гидравлическая турбина — синхронный генератор или синхронный двигатель — гидравлический насос. По условиям работы с высоким значением к. п. д. желательно иметь различные скорости вращения агрегата в указанных режимах. Поэтому обратимая синхронная машина должна работать в режимах двигателя и генератора с различным числом полюсов. Обмотка статора переключается на разные числа полюсов сравнительно просто (§ 20-5). В явнополюсном роторе для изменения числа полюсов либо отключается некоторая их часть, либо на отдельных полюсах изменяется направление тока возбуждения, и тогда часть соседних полюсов получает одинаковую полярность. В результате этого сопротивление реакции якоря обратимой явнополюсной машины x_a оказывается одинаковым по осям d, q и равно $\sqrt{x_{ad}x_{aq}}$, где x_{ad} , x_{aq} — сопротивления машины при нормальном включении полюсов

Схемы замещения для сверхпереходных и переходных сопротивлений (§ 42-7) также оказываются отличными от соответствующих схем машин нормального исполнения. РАЗДЕЛ ПЯТЫЙ

\$

УСТАНОВИВШИЕСЯ РЕЖИМЫ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В УСЛОВИЯХ НЕСИММЕТРИИ ИХ ЦЕПЕЙ

Иногда эдектрические машины переменного тока оказываются в условиях несимметрии фазных ценей. Подобные несимметричные режимы могут возникнуть в результате аварии или быть необходимыми по условиям эксплуатации. Они сопровождаются нежелательными явлениями в машине, которые могут явиться причиной снижения ее надежности. Поэтому для правильной эксплуатации машин важно знать, какова допустимая продолжительность данного несимметричного режима и каковы его последствия, а также какой может быть длительная несимметрия. На эти вопросы невозможно ответить, не имея ясного представления о физической картине явлений, протекающих в машине и без аналитического расчета величин, характеризующих режим. Наиболее плодотворный метод исследования встречающихся при этом задач это метод симметричных составляющих. В пятом разделе книги, трактующем несимметричные установившиеся режимы, представлены все машины переменного тока, рассмотренные ранее. Это позволяет наиболее наглядно продемонстрировать общность метода исследования и отметить те упрощающие особенности, которые свойственны трансформаторам.

Гл. 32 (стр. 517) носит вводный характер, но дояжна быть внимательно прочитана, так как в ней приведены наиболее важные для практики положения метода симметричных составляющих и дана характеристика параметров нулевой, прямой и обратной последовательностей всех машин. Таким образом, материал этой главы является основой, на которой построено изложение несимметричных режимов трансформаторов, асинхропных и синхронных машин.

В гл. 33 (стр. 533) рассмотрены несимметричные режимы трансформаторов со схемами обмоток, предусмотренными ГОСТ; это режимы с несимметрией нагрузки и первичного напряжения, несимметричные короткие замыкания и работа трансформатора по схеме открытого треугольника. Гл. 34 (стр. 551) посвящена анализу рабочих свойств асинхронного двигателя в условиях несимметрии напряжения, подведенного к нему, и сопротивлений в цепях статора и ротора. В двух последних случаях простой предельный переход дает возможность получить соотношения для двигателей с однофазными статором и ротором. В гл. 35 (стр. 569) дана общая характеристика условий работы сикхронного генератора при несимметричных фазных токах и отмечены те эксплуатационные ограничения, которых необходимо придерживаться. В этой главе дано также описание некоторых экспериментальных методов определения иараметров нулевой и обратной последовательностей; часть из них пригодна для любых машин переменного тока.

ПАРАМЕТРЫ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ

§ 32-1. Общие соображения

При эксплуатации многофазных электрических машин могут возникнуть условия, когда фазные токи в установившемся режиме образуют несимметричную систему, т. е. имеют неодинаковую амплитуду и различный фазовый сдвиг относительно напряжения. В общем случае фазные напряжения машины также могут представлять несимметричную систему.

Для исследования подобных режимов электрических машин переменного тока целесообразно применить метод симметричных составляющих.

Согласно этому методу, несимметричная многофазная система токов и напряжений представляется в виде совокупности m симметричных систем, где m — число фаз.

Так, трехфазная система несимметричных токов \dot{I}_a , \dot{I}_b , \dot{I}_c эквивалентна трем симметричным системам, отличающимся последовательностью прохождения фазных токов через максимумы (системы токов прямой, обратной и нулевой последовательности):

$$\begin{split} \dot{I}_{a} &= \dot{I}_{a0} + \dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2}, \\ \dot{I}_{b} &= \dot{I}_{b0} + \dot{I}_{b1} + \dot{I}_{b2}, \\ \dot{I}_{c} &= \dot{I}_{c0} + \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2}, \end{split}$$

где индексами 0, 1 и 2 обозначены соответственно токи нулевой, прямой и обратной последовательностей.

Как известно, симметричные фазные токи, образующие систему прямой последовательности, достигают максимумов последовательно в фазах a, b, c; порядок прохождения через максимумы токов обратной последовательности — a, c, b; токи нулевой последовательности во всех трех обмотках совпадают по фазе (рис. 32-1).



Рис. 32-1. Фазные токи и системы их симметричных составляющих: *а* — прямая последовательность; *б* — обратная последовательность; *в* — нулевая последовательность; *е* — фазные токи как суммы симметричных составляющих.

Таким образом, обозначая для краткости $\dot{I}_{a0} = \dot{I}_0$, $\dot{I}_{a1} = \dot{I}_1$, $\dot{I}_{a2} = \dot{I}_2$, будем иметь:

$$\dot{I}_a = \dot{I}_0 + \dot{I}_1 + \dot{I}_2, \tag{32-1}$$

$$\dot{I}_{b} = \dot{I}_{0} + a^{2}\dot{I}_{1} + a\dot{I}_{2}, \qquad (32-2)$$

$$\dot{I}_{c} = \dot{I}_{0} + a\dot{I}_{1} + a^{2}\dot{I}_{2}, \qquad (32-3)$$

где $a = \varepsilon^{j120^\circ}$

Из (32-1) — (32-3) токи различных последовательностей могут быть выражены через несимметричные фазные токи в виде:

$$\dot{I}_{0} = \frac{1}{3} (\dot{I}_{a} + \dot{I}_{b} + \dot{I}_{c}), \qquad (32-4)$$

$$\dot{I}_{1} = \frac{1}{3} \left(\dot{I}_{a} + a \dot{I}_{b} + a^{2} \dot{I}_{c} \right), \tag{32-5}$$

$$\dot{I}_{2} = \frac{1}{3} \left(\dot{I}_{a} + a^{2} \dot{I}_{b} + a \dot{I}_{c} \right).$$
(32-6)

Подобные же соотношения связывают несимметричные фазные напряжения \dot{U}_a , \dot{U}_b , \dot{U}_c и их симметричные составляющие \dot{U}_0 , \dot{U}_1 , \dot{U}_2 :

$$\dot{U}_a = \dot{U}_0 + \dot{U}_1 + \dot{U}_2, \tag{32-7}$$

$$\dot{U}_{b} = \dot{U}_{0} + a^{2}\dot{U}_{1} + a\dot{U}_{2}, \qquad (32-8)$$

$$\dot{U}_{c} = \dot{U}_{0} + a\dot{U}_{1} + a^{2}\dot{U}_{2}, \qquad (32-9)$$

$$\dot{U}_{0} = \frac{1}{3} (\dot{U}_{a} + \dot{U}_{b} + \dot{U}_{c}), \qquad (32-10)$$

$$\dot{U}_1 = \frac{1}{3} (\dot{U}_a + a\dot{U}_b + a^2\dot{U}_c),$$
 (32-11)

$$\dot{U}_2 = \frac{1}{3} (\dot{U}_a + a^2 \dot{U}_b + a \dot{U}_c).$$
 (32-12)

Связь между симметричными составляющими тока и напряжения для какого-либо трехфазного устройства имеет различный характер в зависимости от того, симметрично оно или нет. Условимся считать трехфазное устройство симметричным, если любая из трех последовательностей напряжений, приложенная к нему, обусловливает в нем токи только той же последовательности.

Статические устройства для этого должны иметь одинаковые активные и реактивные сопротивления фазных цепей, а также одинаковую взаимную индуктивность между всеми тремя фазными цепями (если таковая имеется).

Этим требованиям практически удовлетворяет, например, трехфазный трансформатор, хотя, строго говоря, трехстержневой трансформатор должен быть причислен к несимметричным устройствам ввиду неодинакового взаимного расположения фаз. Однако эта несимметрия, проявляющаяся на холостом ходу (§ 7-4; 9-5), не имеет практического значения вследствие малости токов холостого хода, и трансформатор может рассматриваться как симметричное устройство.

Во вращающихся электрических машинах имеются две системы обмоток, электромагнитно связанные между собой посредством магнитного поля взаимной индукции и перемещающиеся одна относительно другой; это обмотки статора и ротора. Пусть к трехфазной обмотке, расположенной, скажем, на статоре, подведена симметричная система напряжений (напряжения прямой или обратной последовательности), которая создает вращающееся со скоростью Ω, магнитное поле. Допустим, что ротор вращается со скоростью Ω и, следовательно, относительно этого поля со скоростью Ω₁s, где s — скольжение, и в его замкнутых обмотках индуктируется э. д. с. и возникают токи частоты скольжения. Если при этом токи обмоток ротора создадут вращающееся поле неизменной амплитуды (круговое вращающееся поле), то последнее будет перемещаться относительно статора со скоростью, равной $\Omega_1 s + \Omega_1 (1-s) = \Omega_1$, т. е. с той же скоростью, с какой вращается поле, обусловленное приложенным к статору напряжением. Таким образом, в данном случае в обмотке статора будет индуктироваться э. д. с. только той же последовательности, что и приложенное напряжение, вследствие чего токи в ней будут иметь ту же последовательность. Это рассуждение показывает, что

трехфазная машина может считаться симметричным устройством, если: 1) трехфазная обмотка симметрична как статическое устройство; 2) токи, индуктированные в замкнутой системе обмоток, перемещающейся относительно трехфазной обмотки, образуют круговое вращающееся поле.

519

Этим условиям удовлетворяет асинхронная машина с короткозамкнутым и фазным роторами. (Предполагается, что фазные цепи ротора как статическое устройство симметричны). Синхронная машина, имеющая на роторе обмотки с различными параметрами по осям d, q, является, строго говоря, несимметричным устройством. Однако при практическом решении ряда задач ее можно считать устройством симметричным.

Из определения симметричных устройств следует, что в них симметричные системы падений напряжения $\Delta \dot{U}_0$, $\Delta \dot{U}_1$, $\Delta \dot{U}_2$ связаны законом Ома с симметричными системами тока I_0 , *I*₁, *I*₂ только одноименной последовательности.

Обозначая сопротивления симметричного трехфазного устройства токам нулевой, прямой и обратной последовательностей соответственно Z₀, Z₁, Z_2 , будем иметь: -: ·

$$\Delta U_0 = \dot{I}_0 Z_0, \tag{32-13}$$

$$\Delta \dot{U}_{1} = \dot{I}_{1} Z_{1}, \qquad (32-14)$$

$$\Delta \dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_2. \tag{32-15}$$

Для несимметричных устройств, как известно, падение напряжения любой последовательности связано линейной зависимостью со всеми последовательностями тока:

$$\Delta \dot{U}_{0} = \dot{I}_{0}\xi_{00} + \dot{I}_{1}\xi_{01} + \dot{I}_{2}\xi_{02}, \qquad (32-16)$$

$$\Delta \dot{U}_{1} = \dot{I}_{0}\xi_{10} + \dot{I}_{1}\xi_{11} + \dot{I}_{2}\xi_{12}, \qquad (32-17)$$

$$\Delta \dot{U}_1 = \dot{I}_0 \xi_{10} + \dot{I}_1 \xi_{11} + \dot{I}_2 \xi_{12}, \qquad (32-17)$$

$$\Delta \dot{U}_2 = \dot{I}_0 \xi_{20} + \dot{I}_1 \xi_{21} + \dot{I}_2 \xi_{22}, \qquad (32-18)$$

где коэффициенты & представляют некоторую функцию сопротивлений фаз.

В частном случае, когда несимметричное устройство является статическим и не имеет взаимной индукции между фазами, т. е. представляет совокупность трех различных сопротивлений Z_a, Z_b, Z_c, уравнения (32-16) - (32-18) упрощаются.

Нетрудно показать, разлагая падения напряжения $\dot{I}_{a}Z_{a}$, $\dot{I}_{b}Z_{b}$, $\dot{I}_{c}Z_{c}$ на симметричные составляющие, что в этом случае

$$\Delta \dot{U}_0 = \dot{I}_0 \xi_0 + \dot{I}_1 \xi_2 + \dot{I}_2 \xi_1, \qquad (32-19)$$

$$\Delta \dot{U}_1 = \dot{I}_0 \xi_1 + \dot{I}_1 \xi_0 + \dot{I}_2 \xi_2, \qquad (32-20)$$

$$\Delta \dot{U}_2 = \dot{I}_0 \xi_2 + \dot{I}_1 \xi_1 + \dot{I}_2 \xi_0, \qquad (32-21)$$

где

$$\begin{split} \xi_0 = \frac{1}{3} \left(Z_a + Z_b + Z_c \right); \qquad \xi_1 = \frac{1}{3} \left(Z_a + a Z_b + a^2 Z_c \right); \\ \xi_2 = \frac{1}{3} \left(Z_a + a^2 Z_b + a Z_c \right). \end{split}$$

На основании изложенного уравнения напряжений симметричных составляющих для схемы общего вида, представленной на рис. 32-2, на которой трехфазный источник с э. д. с. \dot{E}_a , \dot{E}_b , \dot{E}_c и собственными сопротивлениями Z_0 , Z_1 , Z_2 включен последовательно с внешними сопротивлениями Z_a , Z_b , Z_c , имеют вид:

$$\dot{E}_{0} - \dot{I}_{0}Z_{0} - \Delta \dot{U}_{0} = \dot{U}_{0} = \dot{E}_{0} - \dot{I}_{0}(Z_{0} + \xi_{0}) - \dot{I}_{1}\xi_{2} - \dot{I}_{2}\xi_{1}, \qquad (32-22)$$

$$\dot{E}_{0} - \dot{I}_{0}Z_{0} - \Delta \dot{U}_{0} = \dot{U}_{0} = \dot{E}_{0} - \dot{I}_{0}\xi_{0} - \dot{I}_{1}\xi_{0} - \dot{I}_{2}\xi_{0}, \qquad (32-22)$$

$$I_1 - I_1 Z_1 - \Delta U_1 = U_1 = E_1 - I_0 \xi_1 - I_1 (Z_1 + \xi_0) - I_2 \xi_2,$$
 (32-23)

$$\dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2 - \Delta \dot{U}_2 = \dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_0 \xi_2 - \dot{I}_1 \xi_1 - \dot{I}_2 (Z_2 + \xi_0), \qquad (32-24)$$

где $\dot{E}_0, \dot{E}_1, \dot{E}_2; \Delta \dot{U}_0, \Delta \dot{U}_1, \Delta \dot{U}_2; \dot{U}_0, \dot{U}_1, \dot{U}_2, -$ симметричные составляющие соответственно э. д. с., падений напряжения во внешних сопротивлениях и, наконец, напряжений на зажимах схемы.

Отметим, что в статических симметричных устройствах, где обмотки неподвижны, характер электромагнитных связей не меняется при перемене порядка последовательности фаз с прямого на обратный.

Поэтому у них $Z_1 = Z_2$, но в общем случае эти сопротивления не равны Z₀. Данные соотношения справедливы, в частности, для трансформатора. У вращающихся электрических машин поля в зазоре от токов прямой и обратной последовательностей вращаются в противоположные стороны и электромагнитные связи с ротором оказываются различными. Поэтому для них $Z_1 \neq Z_9$. Магнитное поле, обусловленное токами нулевой последовательности, существенно отличается по своему характеру от того, которое создается токами прямой или обратной последовательностей. Оно является полем рассеяния трехфазной обмотки и, следовательно, не имеет магнитных трубок, сцепляющихся с



Рис. 32-2. Схема последовательного включения источника э. д. с., являющегося симметричным устройством, и несимметричных сопротивлений.

обмотками статора и ротора. Поэтому во вращающихся машинах $Z_0 \neq Z_1 \neq Z_2$.

Мощность трехфазного устройства при исследовании несимметричных режимов целесообразно выразить через симметричные составляющие тока и напряжения. Будем считать, что несимметричные фазные напряжения и токи являются гармоническими функциями времени; тогда мгновенные значения токов и напряжений могут быть записаны в виде:

где подстрочными индексами 0, 1, 2 обозначены величины нулевой, прямой и обратной последовательностей.

Мгновенная мощность на зажимах трехфазного устройства с учетом представленных выражений токов и напряжений равна

$$p = u_{a}i_{a} + u_{b}i_{b} + u_{c}i_{c} = 1,5 \{ U_{0m}I_{0m} [\cos \varphi_{0} + \cos (2\omega t + \varphi_{u0} + \varphi_{i0})] + U_{1m}I_{1m} \cos \varphi_{1} + U_{2m}I_{2m} \cos \varphi_{2} + U_{1m}I_{2m} \cos (2\omega t + \varphi_{u1} + \varphi_{i2}) + U_{2m}I_{1m} \cos (2\omega t + \varphi_{u2} + \varphi_{i1}) \}, \quad (32-25)$$

где $\varphi_0 = \varphi_{i0} - \varphi_{u0}; \ \varphi_1 = \varphi_{i1} - \varphi_{u1}; \ \varphi_2 = \varphi_{i2} - \varphi_{u2}.$

1

Как видно из (32-25), мощность трехфазного устройства имеет постоянную составляющую и знакопеременные составляющие, изменяющиеся с лвойной частотой.

Если применить выражение (32-25) к вращающимся машинам, то с его помощью можно найти выражение для электромагнитной мощности рам, передаваемой через зазор машины. Для режима двигателя

$$p = p_{_{\Theta M}} + p_{_{M}} + p_{_{C}} + p_{_{M \cdot \Pi}}, \qquad (32-26)$$

где *p* — мощность на зажимах обмотки якоря; *p*_м — потери в обмотке якоря; p_с — потери в сердечнике якоря; p_{м.п} — мощность, соответствующая изменяющейся энергии магнитного поля.

Для так называемых уравновешенных трехфазных систем энергия магнитного поля трех фаз остается постоянной. К ним относятся прямая и обратная последовательности токов. Поэтому, сравнивая (32-25) и (32-26), найдем, что $p_{M.\Pi} = 1,5U_{0m}I_{0m}\cos(2\omega t + \varphi_{u0} + \varphi_{i0})$. Кроме того, нулевая последовательность тока не может участвовать в образовании электромагнитной мощности машины, так как она не создает магнитного поля взаимной индукции между статором и ротором (§ 32-3). Поэтому в (32-25) мощность $1,5U_{0m}I_{0m}\cos\varphi_0$ представляет потери в обмотке якоря от токов нулевой последовательности. Таким образом, из (32-25) и (32-26) находим:

$$p_{_{9M}} = 1.5 \left[U_{1m} I_{1m} \cos \varphi_1 + U_{2m} I_{2m} \cos \varphi_2 + U_{1m} I_{2m} \cos (2\omega t + \varphi_{u1} + \varphi_{i2}) + U_{2m} I_{1m} \cos (2\omega t + \varphi_{u2} + \varphi_{i1}) \right] - p_{_{M1}} - p_{_{M2}} - p_{_{C}}, \quad (32-27)$$

где $p_{M1} = 1,5I_{1m}^3r$; $p_{M2} = 1,5I_{2m}^3r$ — потери в обмотке якоря от токов прямой и обратной последовательностей.

Среднее значение электромагнитной мощности в относительных единицах на основании (32-27) равно

$$P_{_{9M}} = U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 - p_{_{M1}} - p_{_{M2}} - p_c, \qquad (32-28)$$

где $p_{M1} = I_1^2 r; p_M2 = I_2^2 r; p_c = p_c/S_5.$

Для определения токов в фазных обмотках машин при несимметричных режимах используют уравнения (32-1) — (32-12), (32-22) — (32-24), из которых только 9 являются независимыми. Недостающие три уравнения (ведь переменных — фазных токов и напряжений и их симметричных составляющих — 12) всегда определяются условиями конкретной задачи. Общий ход решения задачи состоит в определении симметричных составляющих токов и напряжений, а по ним — фазных величин.

Вычисление электромагнитного момента машины производится согласно выражению (32-27) или (32-28).

Отметим, что исследование машин с однофазным статором или ротором также может быть выполнено с помощью метода симметричных составляющих (§ 34-4; 34-5).

§ 32-2. Сопротивления Z₀, Z₁, Z₂ трансформатора

Сопротивления Z_1 и Z_2 , как отмечалось выше, у трансформатора одинаковы. Они представляют собой сопротивление схемы замещения трансформатора (двухобмоточные трансформаторы — § 7-3; трехобмоточные трансформаторы — § 10-2; автотрансформаторы — § 11-2). Напомним, что

у двухобмоточного трансформатора при пренебрежении в схеме контуром с намагничивающим током сопротивления Z_1 и Z_2 равны сопротивлению короткого замыкания Z_{κ} .

Сопротивление Z_0 зависит от схемы соединения обмоток и конструк ции сердечника трехфазного трансформатора. Проще всего это сопротив ление показать на схеме замещения трансформатора.

а) СОПРОТИВЛЕНИЕ Z₀ ДВУХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Поскольку уравнения напряжения и м. д. с. трансформатора справед ливы для любой последовательности тока и напряжения, то общий ви схемы замещения, полученной в § 7-3, остается справедливым и для нулс вой последовательности. Сопротивления рассеяния x_{s1} , x_{s2} для токо нулевой последовательности такие же, как и для токов прямой последов вательности. Что касается сопротивления x_{μ} , то его величина зависит о конструкции сердечника трансформатора. Дело в том, что в группово трехфазном трансформаторе, составленном из трех однофазных, основно магнитный поток замыкается по сердечнику независимо от того, имеет л намагничивающий ток прямую или нулевую последовательность, так ка сердечники отдельных фаз не связаны друг с другом. В таком трансфор маторе сопротивление x_{μ} одинаково для всех последовательностей намагничивающего тока.

В трехстержневом трансформаторе сердечники фаз связаны в одн общую магнитную цепь. Поэтому условия прохождения основного магнит ного потока, создаваемого намагничивающим током нулевой или прямо последовательности, различны. В самом деле, намагничивающие ток нулевой последовательности трех фаз во времени совпадают по фазе Следовательно, потоки фаз, равные по величине и одинаково направлен ные в стержнях, не могут проходить обычным путем — через ярмо, а вы нуждены замыкаться через окружающую сердечник среду и стенки бак



Рис. 32-3. Схема прохождения фазных потоков нулевой последовательности Φ_0 , обусловленных токами этой же последовательности I_0 , в трехстержневом трансформаторе.

1 — сердечник; 2 — стенки бака.

(рис. 32-3). Поэтому сопротивление а для трехстержневого трансформатор (обозначим его $x_{\mu 0}$) значительно меньше чем для группового трансформатора Величина сопротивления $x_{\mu 0}$ может до ходить до $(2 \div 3) x_{\kappa}$.

Схема соединения обмоток трансфор матора на первичной и вторичной сто ронах определяет реальную величину 2 на схеме замещения, поскольку от не зависят условия протекания токов ну левой последовательности. Так, в об мотках, соединенных звездой с изоли рованной нейтральной точкой, ток ну левой последовательности протекать н может. При соединении обмоток треугольником ток нулевой последовательности может циркулировать в замкнутом треугольнике, но его не будет в линейных проводах, присоединенных к обмотке.

На рис. 32-4 представлены схемы замещения трансформатора для нулевых последовательностей напряжения и тока, построенные с учетом приведенных выше соображений. Из рисунка видно, что

> в трансформаторах, допускающих протекание токов нулевой последовательности как в первичной, так и во вторичной обмотках, сопротивление Z_0 равно сопротивлению короткого замыкания $Z_{\rm K}$ для групповых трансформаторов и несколько меньше $Z_{\rm K}$ — для трехстержневых. Если во вторичной обмотке ток нулевой последовательности протекать не может, то Z_0 близко к сопротивлению $Z_{\rm µ}$ или $Z_{\rm µ0}$.

6) СОПРОТИВЛЕНИЕ Z₀ ТРЕХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

В соответствии с ГОСТ в трехобмоточных трансформаторах хотя бы одна трехфазная обмотка соединена треугольником, тогда как другие обмотки соединены в звезду с выведенной нейтральной точкой. Поэтому в таких





Рис. 32-4. Схемы замещения трехфазного двухобмоточного трансформатора для нулевой последовательности тока и напряжения. Сопротивление Z_{μ} — для группового, $Z_{\mu,0}$ для трехстержневого трансформаторов. Соединение первичных и вторичных обмоток: a — звезда с заземленной нейтралью — треугольник; 6 звезда с заземленной нейтралью звезда с заземленной нейтралью. звезда с изолированной нейтралью.

трансформаторах ток нулевой последовательности может протекать по всем обмоткам и намагничивающий ток нулевой последовательности, как и в аналогичных случаях у двухобмоточных трансформаторов, достаточно мал (особенно для группового трансформатора). Пренебрежение указанным намагничивающим током позволяет считать схему трехобмоточного трансформатора одинаковой для тока любой последовательности. Таким образом, для нахождения сопротивления Z_0 трехобмоточного трансформатора следует воспользоваться схемой замещения на рис. 10-1, причем напряжения нулевой последовательности на концах лучей схемы определяются, как и в двухобмоточном трансформаторе, характером соединения трехфазных обмоток (см. рис. 32-4).

Для трехстержневого трехобмоточного трансформатора, у которого намагничивающий ток нулевой последовательности больше, чем у группового трансформатора, можно использовать указанную схему рис. 10-1, но сопротивления лучей схемы следует умножить на коэффициент, равный примерно 0,9.

в) СОПРОТИВЛЕНИЕ Z₀ АВТОТРАНСФОРМАТОРА

Определим сопротивление Z_0 для практически важного случая, когда трехфазные обмотки соединены в звезду с выведенной нейтральной точкой, пренебрегая намагничивающим током нулевой последовательности. Это допустимо, поскольку в трехфазных автотрансформаторах имеется третья обмотка, соединенная треугольником.

Можно показать, что при отсутствии сопротивления в нейтральном проводе

схема замещения автотрансформатора для сопротивления Z_0 имеет вид схемы трехобмоточного трансформатора с напряжениями нулевой последовательности на лучах схемы, равными напряжениям этой последовательности первичной и вторичной сторон автотрансформатора и напряжению третьей обмотки (напряжения приведены к первичной стороне автотрансформатора).

Отметим, что если по условиям внешней сети ток нулевой последовательности не протекает по последовательной обмотке, то относительное сопротивление нулевой последовательности общей обмотки автотрансформатора в $S_{\rm H}/S_{\rm 20M,H}$ раз превышает аналогичное сопротивление такой же обмотки трансформатора. Этот результат нетрудно получить формальным путем на основании соотношений § 11-2. Объясняется же он общим видом относительного сопротивления

$$z_0 = \frac{z_0 I_{\rm H}}{U_{\rm H}} = \frac{z_0 S_{\rm H}}{m U_{\rm H}^2}.$$

При одинаковых напряжениях обмоток трансформатора и автотрансформатора относительное сопротивление пропорционально полной проходной номинальной мощности. Но в трансформаторе последняя практически равна полной электромагнитной номинальной мощности; это и приводит к указанному выше соотношению в параметрах автотрансформатора и трансформатора.

§ 32-3. Сопротивления Z₀, Z₁, Z₂ асинхронной машины

Пусть к статору асинхронной машины цриложена система напряжений прямой последовательности. Поскольку асинхронная машина предполагается симметричной, в ее обмотках будут протекать только токи прямой последовательности.

Сопротивление этим токам Z_1 есть не что иное, как сопротивление всей схемы замещения, полученной в § 15-6 для нормального установившегося режима работы машины.

Если к статору асинхронной машины приложить систему напряжений обратной последовательности, то возникающие в обмотке статора токи обратной последовательности обусловят м. д. с., вращающуюся с синхронной скоростью в сторону, противоположную направлению вращения м. д. с. от токов прямой последовательности (§ 3-5). То же самое можно сказать и о магнитных полях в зазоре, созданных токами прямой и обратной последовательностей.

Поэтому сопротивление Z_2 асинхронной машины определяется как сопротивление обычной схемы замещения, если на ней заменить скольжение ротора по отношению к полю прямой последовательности *s* скольжением ротора относительно поля обратной последовательности s_2 .

Поскольку $s = 1 - \frac{n}{n_1}$, где n, n_1 — скорости вращения ротора и поля прямой последовательности, то скольжение s_2 при той же скорости вращения ротора равно: $s_2 = 1 + \frac{n}{n_1} = 2 - s$ (рис. 32-5, a).

Частота токов обратной последовательности в роторе $f_{22} = f_1(2 - s)$, тогда как для токов прямой последовательности она составляет $f_2 = f_1 s$. Поэтому для тех асинхронных машин, у которых сопротивления обмотки ротора зависят от явления вытеснения тока, параметры вторичного контура на схемах замещения для прямой (r'_2, x'_{s2}) и обратной (r'_{22}, x'_{s22}) последовательностей в общем случае неодинаковы. Если иметь в виду режим двигателя, то в области малых скольжений (область нормальных нагрузок), когда s мало, $f_{22} \gg f_2$ и $r'_{22} > r'_2 x'_{s22} < x'_{s2}$; в начале пуска



Рис. 32-5. Схема замещения асинхронной машины для обратной последовательности тока и напряжения: а — точная; б — приближенная для малых s.

 $s = 1,0, f_{22} = f_2$, поэтому $r'_{22} = r'_2, x'_{s22} = x'_{s2}$. Последние соотношения справедливы для любых скольжений, если параметры обмотки ротора не зависят от вытеснения тока.

Для малых значений *s* схема, представленная на рис. 32-5, *a*, может быть упрощена, так как в этих случаях сопротивление намагничивающего контура во много раз больше сопротивления вторичного контура. Опуская намагничивающий контур, получаем приближенную схему для обратной последовательности, показанную на рис. 32-5, *б*, на которой коэффициентами k_{r0} и k_{x0} учтен эффект вытеснения тока.

Схема рис. 32-5 соответствует асинхронной машине с одной обмоткой на роторе. Для двухклеточного двигателя параметры r_{22} и x_{s22} вторичного контура могут быть определены с помощью схемы замещения, представленной на рис. 19-5.

В схеме для сопротивления обратной последовательности при малых *s* скольжение $s_2 \approx 2,0$. Для этой области значений скольжения s_2 параметры r_{22} и $x_{s22} \approx 2,0$.

$$r'_{22} \approx r'_{\Pi}, \quad x'_{s\,22} \approx x'_{s\,p.\Pi} + \frac{x'_{sp}x'_{s\Pi}}{x'_{sp} + x'_{s\Pi}} + \frac{r'_{\Pi}^{2}}{x'_{sp}(2-s)^{2}}.$$

В этих выражениях сопротивления обмоток ротора должны вычисляться в общем случае с учетом вытеснения тока при частоте f_{22} .

При общей оценке сопротивления $Z_0 = r_0 + jx_0$ следует иметь в виду, что во вращающихся электрических машинах магнитное поле, создаваемое током нулевой последовательности, существенно отличается по своему характеру от полей, обусловленных токами прямой и обратной последовательностей. Действительно, если в статоре протекают токи нулевой последовательности, которые во всех фазах совпадают во времени, то м. д. с. трехфазной обмотки от этих токов равна нулю: волны м. д. с. фазных обмоток сдвинуты в пространстве на углы 120°, а мгновенные значения их одинаковы. Значит, система токов нулевой последовательности не создает магнитного поля в зазоре и электромагнитная связь между статором и ротором отсутствует. Магнитное поле токов нулевой последовательности имеет характер поля рассеяния. Однако оно не идентично полю рассеяния от токов прямой или обратной последовательностей; это можно видеть на следующем примере.

Пусть трехфазная обмотка выполнена из секций с шагом $y_1 = {^2/_3 \tau}$ (§ 2-7). На рис. 32-6 показано расположение секций такой обмотки для простейшего случая, когда на одном полюсном де-



Рис. 32-6. Распределение токов нулевой последовательности по фазным зонам трехфазной обмотки: m = 3; q = 1; $y_1 = \frac{2}{3} \tau$.

лении фазная обмотка занимает один паз (m = 3; q = 1). На рисунке показано направление токов нулевой последовательности во всех секциях. Полные токи во всех пазах оказываются равными нулю, следовательно, в данном случае поле пазового рассеяния близко к нулю.

Обычно индуктивное сопротивление $x_0 < x_s$. Активное сопротивление r_0 близко к активному сопротивлению обмотки r, так как потери в сердечнике от полей рассеяния достаточно малы.

§ 32-4. Сопротивления Z₀, Z₁, Z₂ синхронной машины

Сопротивление токам нулевой последовательности Z₀ синхронной машины такое же, как у асинхронной машины, ибо электромагнитные свойства обмоток статора этих машин одинаковы.

Сопротивление Z₁ по существу было рассмотрено при анализе нормальных установившихся режимов синхронной машины.

Индуктивное сопротивление токам прямой последовательности x_1 в неявнополюсных машинах совпадает с синхронным сопротивлением x_c ; в явнополюсных машинах, если применять теорию двух реакций, сопротивление имеет два значения: x_d — в качестве сопротивления по продольной оси и x_q — как сопротивление поперечным токам якоря прямой последовательности.

Однако следует иметь в виду, что сказанное относительно сопротивления x_1 подходит для случая, когда машина вращается с синхронной скоростью (угловая скорость ротора в эл. *рад/сек* равна угловой частоте токов прямой последовательности). Если синхронная мащина вращается асинхронно с некоторым постоянным скольжением s, то при приложенном к статору напряжении прямой последовательности в его обмотках, кроме токов прямой последовательности, возникнут токи частоты f(1 - 2s) вследствие несимметричного по осям d, q ротора машины (§ 27-4). Этот более сложный случай, когда синхронная машина представляет несимметричное устройство, рассмотрен в § 45-2.

Аналогичное положение возникает при определении сопротивления $Z_2 = r_2 + jx_2$. Допустим, что к статору синхронной машины приложена система напряжений обратной последовательности \dot{U}_2 . В машине от токов обратной последовательности статора возникнет магнитное поле, вращающееся с синхронной скоростью ω_1 в направлении, противоположном вращению ротора. Пусть на роторе имеется только короткозамкнутая обмотка возбуждения. В ней индуктируется э. д. с. и возникнет ток удвоенной частоты $2\omega_1$. Если пульсирующее поле токов обмотки возбуждения разложить по известным правилам на два вращающихся, то нетрудно установить, что последние будут индуктировать э. д. с. обратной последовательности сновной частоты ω_1 и прямой последовательности сосновной частоты, возникнет ток удвоется то защить, что последние будут индуктировать э. д. с. обратной последовательности основной частоты ω_1 и прямой последовательности то ков обмотки то коратной последовательности.

Если источник напряжения \dot{U}_2 имеет «бесконечную» мощность, т. е. внутреннее его сопротивление равно нулю, то обмотку статора синхронной машины для тока третьей гармонической можно считать короткозамкнутой. При наличии сопротивления источника величина тока третьей гармонической будет меньше, чем в первом случае. Но в зависимости от величины развития токов утроенной частоты находится величина тока обратной последовательности основной частоты, так как они совместно образуют магнитное поле в воздушном зазоре синхронной машины. Поэтому сопротивление Z_2 , как отношение первых гармонических \dot{U}_2 и \dot{I}_2 , не является постоянной величиной, а зависит от условий образования третьей гармонической.

В более сложных режимах (например, при несимметричных коротких замыканиях) в кривых тока и напряжения может присутствовать целый ряд высших гармонических, связанных с основной, и сопротивления Z_2 для них принимают различные значения. Непостоянство Z_2 есть следствие того, что синхронная машина не является, строго говоря, симметричным устройством.

В общем случае на роторе синхронной машины имеются обмотка возбуждения и демиферная обмотка, замещаемая двумя эквивалентными короткозамкнутыми контурами по продольной и поперечной осям с различными параметрами. Представим себе, что ротор синхронной машины Рис. 32-7. Схемы замещения синхронной машины для обратной последовательности: *а* — симметричный ротор с параметрами реального ротора по поперечной оси; *б* симметричный ротор с параметрами реального ротора по продольной оси; *в*, *г* — индуктивные сопротивления обратной последовательности для условий *а* и *б*.



симметричен и обладает по оси d такими же параметрами, какие имеют место в реальной машине по оси q. Сопротивление $Z_{2q} = r_{2q} + jx_{2q}$ такой синхронной машины определялось бы как сопротивление схемы замещения, аналогичной схеме рис. 32-5 для асинхронной машины, на которой следует положить s = 0 (ротор вращается с синхронной скоростью).

Естественно, что сопротивления цепи ротора (активное и индуктивное рассеяния) должны представлять сопротивления поперечного демпферного контура синхронной машины. Индуктивное сопротивление x_{μ} асинхронной машины должно быть заменено аналогичным сопротивлением синхронной машины, которое для поперечной оси равно x_{aq} . Таким образом, схема приобретает вид, представленный на рис. 32-7, a.

Пусть далее синхронная машина имеет симметричный ротор с параметрами реального ротора по оси d. Поскольку по этой оси имеются два контура на роторе, для определения сопротивления $Z_{2d} = r_{2d} + jx_{2d}$ следует воспользоваться схемой замещения асинхронной машины с двойной клеткой на роторе (рис. 19-5), на которой нужно положить s = 2и заменить сопротивление x_{μ} на x_{ad} . Вместо сопротивлений двух клеток асинхронной машины теперь следует поставить аналогичные сопротивления обмотки возбуждения и продольного демпферного контура. К этому следует добавить, что сопротивление x_{spn} на схеме асинхронной машины в рассматриваемом случае можно опустить, ввиду отсутствия общего потока рассеяния для обмоток демпферной и возбуждения. (Пространственное взаимное расположение этих обмоток в синхронной машине существенно отличается от расположения двух клеток асинхронной машины.) Схема замещения сопротивления Z_{2d} приведена на рис. 32-7, δ .

Анализ схем рис. 32-7, а, б, показывает, что при обычных значениях нараметров синхронной машины индуктивные сопротивления обратной последовательности x_{2d} , x_{2q} с достаточной точностью представляются схемами, показанными на рис. 32-7, *в*, *г*. Эти сопротивления имеют специальное название и обозначение: с верхпереходные со-противления по продольной $(x_d^{"} = x_{2d})$ и поперечной $(x_q^{"} = x_{2d})$ осям.

Сопротивленис x_2 , которое должно приниматься в расчет при исследовании несимметричных режимов синхронной машины, как указывалось выше, различно, но оно является комбинацией сопротивлений x_d^r и x_a^r .

Подробный анализ показывает, что, например, если ток обратной последовательности не содержит высших гармонических, то $x_2 = (x_d^x + x_q^x)/2$; если напряжение обратной последовательности свободно от высших гармонических, то $x_2 = 2x_d^x x_q^x / (x_d^x + x_q^x)$.

Если ротор синхронной машины симметричен по осям d, q ($x_d^{z} = x_q^{z}$) то сопротивление x_2 является одинаковым для любых несимметричных режимов.

НЕСИММЕТРИЧНЫЕ РЕЖИМЫ ТРАНСФОРМАТОРА

§ 33-1. Общие замечания

Несимметричные режимы трансформатора возникают в тех случаях, когда ему приходится работать при несимметричной системе первичных напряжений, а также при наличии несимметричной нагрузки. Возникающая при этом несимметрия вторичных напряжений трансформатора неблагоприятно отражается на работе некоторых потребителей, таких, как асинхронные двигатели и осветительные приборы. Сильно выраженная несимметрия может привести в отдельных случаях к резкому нарушению режима работы трехфазных установок.

Если трансформатор является элементом сложной электрической сети, то при несимметричной нагрузке первичные напряжения его зависят от параметров всей сети. Однако здесь будут рассмотрены несимметричные режимы трансформатора при условии что система первичных линейных напряжений задана. При известных сопротивлениях нагрузки необходимо определить фазные токи и напряжения на обеих сторонах трансформатора.

В такой постановке задача проще всего решается, если оперировать не с тремя симметричными составляющими токов и напряжений, а только с двумя составляющими: нулевой последовательности и составляющей, равной сумме прямой и обратной последовательностей.

Это объясняется тем, что сопротивления трансформатора токам прямой и обратной последовательностей одинаковы и равны Z_{κ} . Поэтому целесообразно составлять уравнения напряжения непосредственно по контурам исследуемой схемы, а не пользоваться общими уравнениями симметричных составляющих в форме (32-22) — (32-24).

Ниже рассматриваются только трансформаторы со схемами обмоток, предусмотренными ГОСТ: Y/ γ-12, Y/ Δ-11, γ/ Δ-11.

Для того чтобы не усложнять индексации в обозначениях токов и напряжений, условимся фазные напряжения и токи первичной стороны трансформатора отмечать подстрочными индексами A, B, C, а такие же величины на вторичной стороне — индексами a, b, c. Отдельные последовательности величин — нулевую, прямую, и обратную — будем отмечать значками 0, 1, 2. В обозначении приведенных величин вторичной стороны трансформатора опустим применявшийся ранее штрих над символом. Сопротивления первичной и вторичной обмоток на схеме замещения трансформатора при исследовании несимметричных режимов обозначим Z_1 , Z_{11} . Наконец, пренебрежем намагничивающим током, если он определяет магнитное поле при одновременном наличии токов на первичной и вторичной сторонах трансформатора.

Последнее допущение позволяет пользоваться простыми соотношениями между первичным и вторичным токами. Пусть первичные и вторичные токи не содержат нулевой последовательности; в этом случае

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0,$$
 (33-1)

$$\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = 0.$$
 (33-2)

Если пренебречь намагничивающим током в каждой фазе, то полный ток первичной и вторичной обмоток фазы равен нулю и, следовательно,

$$I_A = -\dot{I}_a, \quad \dot{I}_B = -\dot{I}_b, \quad \dot{I}_C = -\dot{I}_c.$$
 (33-3)

Выражения (33-3) справедливы также, если и первичный и вторичный токи одновременно содержат нулевую последовательность, так как пренебрежение сопротивлением Z_{μ} ($Z_{\mu 0}$) на схеме рис. 32-4 эквивалентно для этой последовательности тока соотношениям:

$$\dot{I}_{A0} = -\dot{I}_{a0}, \quad \dot{I}_{B0} = -\dot{I}_{b0}, \quad \dot{I}_{C0} = -\dot{I}_{c0}.$$
 (33-4)

При наличии нулевой последовательности лишь во вторичных токах будем иметь:

$$\dot{I}_{a} = \dot{I}_{a0} + \dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2} = \dot{I}_{0} + \dot{I}_{a}, \qquad (33-5)$$

$$I_b = I_{b0} + I_{b1} + I_{b2} = I_0 + I'_b, (33-6)$$

$$\dot{I}_{c} = \dot{I}_{c0} + \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2} = \dot{I}_{0} + \dot{I}_{c}, \qquad (33-7)$$

где \dot{I}'_{a} , \dot{I}'_{b} , \dot{I}'_{c} — составляющие фазных токов, представляющие сумму прямой и обратной последовательностей.

Поскольку $\dot{I}'_a + \dot{I}'_b + \dot{I}'_c = 0$ и $\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0$, то вместо (33-3) получим:

$$\dot{I}_{A} = -\dot{I}_{a}^{'}, \quad \dot{I}_{B} = -\dot{I}_{b}^{'}, \quad \dot{I}_{C} = -\dot{I}_{c}^{'}.$$
 (33-8)

В этом случае нулевая составляющая вторичного тока не уравновешена в магнитном отношении с первичной стороны и является по своему характеру намагничивающим током, которым пренебрегать уже нельзя. Относительно нулевой последовательности тока надо иметь в виду, что она появляется в цепи только при совместном наличии двух факторов: 1) напряжения или индуктированной э. д. с. нулевой последовательности; 2) конфигурации цепи, допускающей протекание токов нулевой последовательности (замкнутый треугольник или звезда с нейтральным проводом).

Отметим, что несимметричная нагрузка в виде различных по величине фазных сопротивлений представляет несимметричное устройство. Поэтому в ее фазных напряжениях возникает нулевая последовательность даже при отсутствии токов нулевой последовательности [см. (32-19)]. Что касается э. д. с. нулевой последовательности, индуктируемой в первичной и вторичной обмотках трансформатора, то она возникает, если по этим обмоткам (по одной из них или обеим) протекает ток нулевой последовательности, обусловливающий в сердечнике магнитный поток той же последовательности.

§ 33-2. Несимметричные режимы трансформатора со схемой обмоток ү/<u></u>-11

Трансформатор с такой схемой соединения обмоток применяется в распределительных электрических сетях, где не требуется выведенной нейтральной точки. Обычно он предназначается в качестве понижающего трансформатора при наличии силовой нагрузки.

а) ОБЩИЙ СЛУЧАЙ НЕСИММЕТРИИ

На рис. 33-1 приведена схема соединения обмоток трансформатора; нагрузка представлена сопротивлениями Z_a , Z_b , Z_c . В рассматриваемой схеме отсутствуют токи нулевой последовательности. Для первичной обмотки, соединенной в звезду, это очевидно, а во вторичной обмотке это объясняется отсутствием внешнего напряжения нулевой последовательности, ибо для обмотки, соединенной треугольником,

$$\dot{U}_a + \dot{U}_b + \dot{U}_c = 0.$$
 (33-9)

Фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора является линейным напряжением нагрузки. Последнее не содержит нулевой последовательности, хотя фазное напряжение нагрузки имеет ее. Вследствие этого э. д. с. от основного потока не содержат нулевой последовательности; но тогда из уравнений напряжения первичной обмотки трансформатора (например, для фазы A напряжение $\dot{U}_A = -\dot{E}_A + \dot{I}_A Z_I$) следует,



Рис. 33-1. Схема соединения обмоток трансформатора Y/A-11 при несимметричной нагрузке.

что первичные фазные напряжения \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C также не имеют нуле вой последовательности.

Таким образом, в рассматриваемом случае ни напряжения, ни токи не содержат нулевой последовательности, а поскольку сопротивление трансформатора токам прямой и обратной последовательностей одинаково то с учетом (33-3) уравнения напряжения трехфазного трансформатора имеют вид:

$$\dot{U}_A - \dot{I}_A Z_{\kappa} = -\dot{U}_a, \qquad (33-10)$$

$$\dot{U}_B - \dot{I}_B Z_{\kappa} = - \dot{U}_b,$$
 (33-11)

$$\dot{U}_{c} - \dot{I}_{c} Z_{\kappa} = -\dot{U}_{c},$$
 (33-12)

т. е. аналогичны уравнениям однофазных трансформаторов, работаю щих независимо.

Уравнения напряжения цепи нагрузки (см. рис. 33-1);

$$\dot{U}_a = (\dot{I}_a - \dot{I}_c) Z_a - (\dot{I}_b - \dot{I}_a) Z_b,$$
 (33-13)

$$\dot{U}_{b} = (\dot{I}_{b} - \dot{I}_{a}) Z_{b} - (\dot{I}_{c} - \dot{I}_{b}) Z_{c}$$
 (33-14)

и, кроме того, уравнение (33-9).

Решая совместно уравнения (33-10) — (33-14), (33-9) и принимая во внимание соотношения (33-3), находим:

$$\dot{I}_{A} = \frac{\dot{U}_{A} \left(Z_{\kappa} + Z_{b} + 2Z_{c} \right) + \dot{U}_{B} \left(Z_{b} - Z_{a} \right)}{\left(Z_{\kappa} + 2Z_{a} + Z_{b} \right) \left(Z_{\kappa} + Z_{b} + 2Z_{c} \right) + \left(Z_{b} - Z_{c} \right) \left(Z_{a} - Z_{b} \right)}, \qquad (33-15)$$

$$\dot{I}_{B} = \frac{U_{B} \left(Z_{\kappa} + 2Z_{a} + Z_{c} \right) + U_{C} \left(Z_{c} - Z_{b} \right)}{\left(Z_{\kappa} + 2Z_{b} + Z_{c} \right) \left(Z_{\kappa} + 2Z_{a} + Z_{c} \right) + \left(Z_{c} - Z_{a} \right) \left(Z_{b} - Z_{c} \right)}, \qquad (33-16)$$

$$\dot{I}_{C} = \frac{\dot{U}_{C} \left(Z_{\kappa} + Z_{a} + 2Z_{b} \right) + \dot{U}_{A} \left(Z_{a} - Z_{c} \right)}{\left(Z_{\kappa} + Z_{a} + 2Z_{c} \right) \left(Z_{\kappa} + Z_{a} + 2Z_{b} \right) + \left(Z_{a} - Z_{b} \right) \left(Z_{c} - Z_{a} \right)}.$$
(33-17)
Заданными являются линейные первичные напряжения:

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_B - \dot{U}_A, \quad \dot{U}_{BC} = \dot{U}_C - \dot{U}_B, \quad \dot{U}_{CA} = \dot{U}_A - \dot{U}_C.$$

Из этих выражений нетрудно определить фазные напряжения:

$$\dot{U}_A = \dot{U}_A' + \dot{U}_{A0}, \qquad (33-18)$$

$$\dot{U}_B = \dot{U}_B + \dot{U}_{B0}, \tag{33-19}$$

$$\dot{U}_{C} = \dot{U}_{C} + \dot{U}_{C0}, \qquad (33-20)$$

где

$$\dot{U}_{A} = \frac{\dot{U}_{CA} - \dot{U}_{BA}}{3}; \quad \dot{U}_{B} = \frac{\dot{U}_{AB} - \dot{U}_{BC}}{3}; \quad \dot{U}_{C} = \frac{\dot{U}_{BC} - \dot{U}_{CA}}{3};$$
$$\dot{U}_{A0} = \dot{U}_{B0} = \dot{U}_{C0} = \frac{1}{3}(\dot{U}_{A} + \dot{U}_{B} + \dot{U}_{C}).$$

В рассматриваемом случае $\dot{U}_{A0} = U_{B0} = \dot{U}_{C0} = 0$, и тогда фазные напряжения содержат только прямую и обратную последовательности:

$$\dot{U}_A = \dot{U}'_A, \quad \dot{U}_B = \dot{U}'_B, \quad \dot{U}_C = \dot{U}'_C.$$
 (33-21)

Выражения (33-21) показывают, что фазные напряжения на векторной диаграмме представляются лучами, исходящими из центра тяжести треугольника, образованного векторами линейных напряжений.

Для заданных сопротивлений нагрузки Z_a , Z_b , Z_c и линейных напряжений \dot{U}_{AB} , \dot{U}_{BC} , \dot{U}_{CA} находят: по (33-21) — первичные фазные напряжения; по (33-15) — (33-17) — первичные фазные токи; по (33-3) — вторичные приведенные фазные токи; по (33-10) — (33-12) — вторичные приведенные фазные напряжения.

6) НЕСИММЕТРИЧНОЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ

Рассмотрим предельный случай несимметрии на вторичной стороне трансформатора — однофазное короткое замыкание (рис. 33-2).

Все токи и напряжения могут быть найдены из полученных выше общих выражений, в которых следует положить $Z_b = Z_c = 0$, $Z_a = \infty$. Однако их нетрудно получить и из исходных уравнений. Поскольку $\dot{U}_b = 0$, то из (33-11)

$$\dot{I}_B = \frac{U_B}{Z_R}.$$
 (33-22)



Рис. 33-2. Схема соединения обмоток трансформатора ү/д -11 при однофазном коротком замыкании.





и (33-10) — (33-12) получаем:

Из схемы рис. 33-2 следует, что $\dot{I}_a = \dot{I}_c$ а, в силу (33-3) и (33-1),

$$\dot{I}_A = \dot{I}_C, \quad \dot{I}_A = -\frac{\dot{I}_B}{2} = -\frac{\dot{U}_B}{2Z_{\rm W}}.$$
 (33-23)

На рис. 33-3 по уравнениям (33-10) — (33-12), (33-22), (33-23) построена вектор ная диаграмма в предположении, что $Z_{\kappa} = jx_{\kappa} (r_{\kappa} = 0)$ и система подведенных линейных напряжений симметрична.

в) ЧАСТНЫЙ СЛУЧАЙ: ПЕРВИЧНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ НЕСИММЕТРИЧНЫ, СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗКИ СИММЕТРИЧНЫ

Полагая в общих выражениях п. «а $Z_a = Z_b = Z_c = Z_{\rm Hr}$, из (33-15) — (33-17

 $\dot{I}_A = \frac{\dot{U}_A}{Z_{\text{ar}}}, \qquad \dot{I}_B = \frac{\dot{U}_B}{Z_{\text{ar}}}, \qquad \dot{I}_C = \frac{\dot{U}_C}{Z_{\text{ar}}},$ $- \dot{U}_a = c_{ur}\dot{U}_A, \qquad - \dot{U}_b = c_{ur}\dot{U}_B, \qquad - \dot{U}_c = c_{ur}\dot{U}_C,$

где $Z_{\text{эт}} = Z_{\text{к}} + 3Z_{\text{нг}}; c_{u\text{т}} = 3Z_{\text{нг}} / Z_{\text{эт}}.$

Полученный результат показывает, что несимметрия вторичных на пряжений определяется несимметрией приложенных к трансформатору первичных напряжений, так как обычно $3Z_{\rm Hr} \gg Z_{\rm K}$ и $c_{v\rm T} \approx 1.0$.

§ 33-3. Несимметричные режимы трансформатора со схемой обмоток Y /∆-11

Трансформаторы с такой схемой соединения обмоток применяются в системах передачи электрической энергии как для повышения, так и для понижения напряжения. Здесь рассматривается повышающий трансформатор, схема которого представлена на рис. 33-4.

а) ОБЩИЙ СЛУЧАЙ НЕСИММЕТРИИ

Складывая уравнения напряжения трансформатора для прямой и об ратной последовательностей, получаем для фазы A:

$$\dot{U}_{A1} + \dot{U}_{A2} - (\dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2}) \dot{Z}_{\kappa} = -(\dot{U}_{a1} + \dot{U}_{a2}).$$
(33-24)

Апалогичный вид имеют уравнения для двух других фаз.



Рис. 33-4. Схема соединения обмоток трансформатора ¥/Δ-11 при несимметричной нагрузке.

В рассматриваемой схеме вторичные токи могут содержать нулевую последовательность, так как нейтральный провод позволяет им циркулировать во вторичных цепях трансформатора. При наличии несимметричной нагрузки, когда ее фазные напряжения имеют нулевую последовательность, возникнет ток такой же последовательности. Таким образом, в сердечниках трансформатора появится поток нулевой последовательности, а в его обмотках — э. д. с. той же последовательности. В первичной обмотке, соединенной треугольником, потечет ток нулевой последовательности, но в линейных проводах, присоединенных к ней, такой последовательности тока быть не может. Поэтому первичная обмотка трансформатора по отношению к токам нулевой последовательности является короткозамкнутой.

Схемы замещения трансформатора для различных последовательностей тока и напряжения показаны на рис. 33-5.

На основании сказанного уравнение напряжения трансформатора для нулевой последовательности фазы А будет иметь вид:

$$-\dot{I}_{A0}Z_{I} + \dot{I}_{a0}Z_{II} = -\dot{U}_{a0}.$$
(33-25)

Из схемы замещения рис. 33-5, б видно, что

$$\dot{I}_{a0} = -\dot{I}_{A0} \left(1 - \frac{Z_1}{Z_{\mu 0}} \right). \tag{33-26}$$

Подставив (33-26) в (33-25), получим:

$$-\dot{I}_{A0}\left(Z_{\rm I}+Z_{\rm II}-\frac{Z_{\rm I}Z_{\rm II}}{Z_{\mu0}}\right)=-\dot{U}_{a0}.$$

В трехстержневых трансформаторах $Z_I Z_{II} / Z_{\mu 0}$ составляет не более 6—7% от $Z_I + Z_{II}$, а в групповых — еще меньше. Поэтому примем







Рис. 33-5. Схема замещения трансформатора \forall / Δ -11: a - для прямойи обратной последовательностей; б и<math>e - точная и приближенная схемы для нулевой последовательности.

получим вместо (33-28) — (33-31) следующие выражения для токов:

приближенное уравнение в виде:

$$-\dot{I}_{A0}Z_{\kappa} = -\dot{U}_{a0}. \qquad (33-27)$$

Аналогично записываются уравнения для других фаз.

Уравнению (33-27) соответствует приближенная схема замещения нулевой последовательности, приведенная на рис. 33-5, *в*.

Складывая уравнения (33-24) и (33-27), а также аналогичные уравнения для других фаз, будем иметь:

$$\dot{U}_A - \dot{I}_A Z_{\kappa} = - \dot{U}_a, \quad (33-28)$$

$$\dot{U}_{B} - \dot{I}_{P} Z_{r} = - \dot{U}_{b}$$
 (33-29)

$$\dot{U}_{c} - \dot{I}_{c} Z_{\kappa} = - \dot{U}_{c}.$$
 (33-30)

Уравнения напряжений цепей нагрузки:

$$\dot{U}_a = \dot{I}_a Z_a, \ \dot{U}_b = \dot{I}_b Z_b, \ \dot{U}_c = \dot{I}_c Z_c.$$
 (33-31)

Поскольку для всех последовательностей первичный и приведенный вторичный токи равны и противоположны по знаку, фазные токи на первичной и вторичной сторонах связаны соотношениями (33-3). Имея это в виду,

 $\dot{I}_A = \frac{\dot{U}_A}{Z_v + Z_o},$ (33-32)

$$\dot{I}_B = \frac{\dot{U}_B}{Z_{\rm K} + Z_b}, \qquad (33-33)$$

$$\dot{I}_C = \frac{U_C}{Z_{\rm K} + Z_c}.\tag{33-34}$$

Фазные напряжения \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C являются одновременно линейными напряжениями. Фазные вторичные токи определяются по (33-3), а фазные вторичные напряжения по (33-31) по формулам:

$$\dot{U}_a = -\dot{U}_A \frac{Z_a}{Z_{\rm K} + Z_a}, \quad \dot{U}_b = -\dot{U}_B \frac{Z_b}{Z_{\rm K} + Z_b}, \quad \dot{U}_c = -\dot{U}_c \frac{Z_c}{Z_{\rm K} + Z_c}.$$
 (33-35)

В нормальных условиях сопротивления агрузки Z_a , Z_b , Z_c значительно больше согротивления $Z_{\rm k}$ трансформатора, и тогда, как то следует из (33-35), несимметрия вторичных гапряжений определяется практически лишь гесимметрией первичных напряжений.

Поскольку система напряжений \dot{U}_A , \dot{U}_B , $\dot{\mathcal{I}}_C$ не содержит нулевой последовательности, со и напряжения \dot{U}_a , \dot{U}_b , \dot{U}_c практически имеют незначительную составляющую нулеюй последовательности.

6) НЕСИММЕТРИЧНОЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ

Рассмотрим предельный случай несимлетрии на вторичной стороне трансформато-

ра — однофазное короткое замыкание фазы a при отсутствии нагрузки. Все токи и напряжения могут быть найдены из полученных выше общих выражений, в которых следует положить $Z_a = 0$; $Z_b = Z_c = \infty$. Из (33-32) — (33-34) и (33-3) следует, что

$$\dot{I}_A = -\dot{I}_a = \frac{\dot{U}_A}{Z_R}, \quad \dot{I}_B = -\dot{I}_b = \dot{I}_c = -\dot{I}_c = 0.$$

В соответствии с (33-35)

$$\dot{U}_a = 0, \quad \dot{U}_b = -\dot{U}_B, \quad \dot{U}_c = -\dot{U}_C.$$

На рис. 33-6 по этим выражениям построена векторная диаграмма з предположении, что $Z_{\kappa} = j x_{\kappa}$ ($r_{\kappa} = 0$) и система подведенных линейзых напряжений симметрична.

в) ЧАСТНЫЙ СЛУЧАЙ: ПЕРВИЧНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ НЕСИММЕТРИЧНЫ, СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗКИ СИММЕТРИЧНЫ

Полагая в общих выражениях п. «а» $Z_a = Z_b = Z_c = Z_{\rm Hr}$, из (33-32) — 33-35) получаем:

$$\dot{I}_{A} = \frac{\dot{U}_{A}}{Z_{33}}, \quad \dot{I}_{B} = \frac{\dot{U}_{B}}{Z_{33}}, \quad \dot{I}_{C} = \frac{\dot{U}_{C}}{Z_{33}}; \\ -\dot{U}_{a} = c_{u3}\dot{U}_{A}, \quad -\dot{U}_{b} = c_{u3}\dot{U}_{B}, \quad -\dot{U}_{c} = c_{u3}\dot{U}_{C},$$

тде $Z_{23} = Z_{\kappa} + Z_{\rm HF}, c_{u_3} = Z_{\rm HF} / Z_{23}.$



Рис. 33-6. Векторная диаграмма трансформатора ¥/∆-11 при однофазном коротком замыкании.

г) РАБОТА ТРАНСФОРМАТОРА С ОТКЛЮЧЕННОЙ ФАЗОЙ

При повреждении одного из трансформаторов, составляющих трем фазную группу, и отключении его оставшиеся трансформаторы могу продолжать работу по схеме так называемого открытого треугольник (рис. 33-7, *a*).

Результаты, получаемые для этой схемы группового трансформатора справедливы и для трехстержневого трансформатора с отключенно фазой.

Допустим, что электрическая сеть, на которую включена первична обмотка трехфазного трансформатора, имеет достаточно большую мош ность, так что отключение одной из фаз трансформатора, приводяще к несимметричному режиму, не отражается на величине и фазе первич





Рис. 33-7. Схема соединения обмоток трансформатора «открытым треугольником» с заземленной нейтральной точкой (а) и векторная диаграмма при нагрузке трансформатора (б). ного напряжения. Возникающий несимметричный режим может быть рассмотрен на основе общих выражений п. «а», в которых положим: $Z_a = \infty; Z_b = Z_c = Z_{HP}$.

Тем самым предполагается, что трансформатор в нормальном режиме работал на симметричную нагрузку $Z_{\rm Hr}$, а затем в результате повреждения отключается фаза A.

Поскольку система первичных напряжений трансформатора остается неизменной, то и вторичные фазные напряжения работающих трансформаторов, как это следует из (33-35), при переходе к схеме открытого треугольника не изменяются.

Из выражений (33-33), (33-34) и (33-3) видно, что комплексные фазные токи работающих фаз трансформатора в рассматриваемом несимметричном режиме остаются такими же, как в исходном нормальном режиме, лишь ток $\dot{I}_A = -\dot{I}_a = 0$:

$$\dot{I}_B = -I_b = \frac{\dot{U}_B}{Z_{\rm K} + Z_{\rm HF}}, \quad \dot{I}_C = -\dot{I}_c = \frac{\dot{U}_C}{Z_{\rm K} + Z_{\rm HF}}.$$

Пусть первичные напряжения трансформатора симметричны и представляют систему прямой последовательности (рис. 33-7, б); тогда полная и активная мощности трансформатора в трехфазном симметричном режиме равны:

$$S_3 = 3UI, \quad P_3 = 3UI\cos\varphi,$$

где U, I — фазные напряжение и ток, а φ — угол сдвига между ними. В схеме открытого треугольника, т. е. при работе двух фаз, эти

мощности соответственно определяются по формулам:

$$S_{23} = 2UI, \quad P_{23} = 2UI \cos \varphi.$$

Таким образом, в схеме открытого треугольника при наличии нейтрального провода мощность трансформатора составляет $^{2}/_{3}$ от мощности в симметричном трехфазном режиме.

Однако следует иметь в виду, что система первичных токов несимметрична, и это в реальных условиях эксплуатации может повести к дальнейшему снижению мощности трансформатора, работающего по схеме открытого треугольника (см. § 35-1 — о влиянии токов обратной последовательности на работу синхронного генератора).

Прямая и обратная последовательности первичных фазных токов трансформатора, имея в виду, что ток $\dot{I}_{C} = a^{2}\dot{I}_{B}$ при симметричном

первичном напряжении, равны:

$$\begin{split} \dot{I}_{1} &= \frac{1}{3} \left(\dot{I}_{A} + a\dot{I}_{B} + a^{2}\dot{I}_{C} \right) = \frac{2}{3} a\dot{I}_{B}, \\ \dot{I}_{2} &= \frac{1}{3} \left(\dot{I}_{A} + a^{2}\dot{I}_{B} + a\dot{I}_{C} \right) = -\frac{1}{3} a\dot{I}_{B}, \end{split}$$

т. е. прямая последовательность тока составляет по величине 2/3 от фазного тока, а обратная последовательность равна половине от прямой.

В таком же количественном соотношении находятся между собой прямая и обратная последовательности линейных первичных токов, но они в $\sqrt{3}$ раз больше соответствующих последовательностей фазных токов и отличаются от них по фазе на угол 30°.

Рассмотрим далее схему открытого треугольника при отсутствии нейтрального провода на вторичной стороне трансформатора (рис. 33-8, *a*).

Фазные токи трансформатора, как и ранее, связаны соотношениями: $\dot{I}_B = -\dot{I}_b$, $\dot{I}_C = -\dot{I}_c$. Поскольку теперь $\dot{I}_b = -\dot{I}_c$, то $\dot{I}_B = -\dot{I}_C$. Пренебрегая падениями напряжения в трансформаторе, получаем: $-\dot{U}_b = \dot{U}_B$, $-\dot{U}_c = \dot{U}_C$.

На рис. 33-8, б представлена векторная диаграмма, построенная для приведенных соотношений; угол φ определяется характером нагрузки $2Z_{\rm Hr}$, включенной на напряжение $\tilde{U}_{bc} = \dot{U}_b - \dot{U}_c$.

Прямая и обратные последовательности первичных фазных токов равны:

$$\begin{split} \dot{I}_1 &= \frac{1}{3} (\dot{I}_A + a\dot{I}_B + a^2\dot{I}_C) = \frac{\dot{I}_B}{3} (a - a^2) = j \frac{\dot{I}_B}{\sqrt{3}}, \\ \dot{I}_2 &= \frac{1}{3} (\dot{I}_A + a^2\dot{I}_B + a\dot{I}_C) = \frac{\dot{I}_B}{3} (a^2 - a) = -j \frac{\dot{I}_B}{\sqrt{3}}, \end{split}$$

т. е. прямая и обратная последовательности по величине равны между собой и составляют $1/\sqrt{3}$ от фазного тока. Поэтому мощности трансформатора для рассматриваемой схемы, определяемые прямой последовательностью, равны:

$$S_{2u} = 3UI_1 = \sqrt{3} UI, \quad P_{2u} = 3UI_1 \cos \varphi = \sqrt{3} UI \cos \varphi,$$

т. е. в $\sqrt{3}$ раз меньше мощностей S_3 , P_3 в симметричном трехфазном режиме.

Прямая и обратная последовательности первичных линейных токов



трансформатора находятся в таком же количественном соотношении между собой, как и последовательности фазных токов, но в $\sqrt{3}$ раз больше последних.

Приведенный анализ показывает на благотворное влияние нейтрального провода при работе трансформатора по схеме открытого треугольника, позволяющего иметь бо́льшие мощности, чем в случае изолированной нейтральной точки.

Отметим, что при работе трансформатора в реальных условиях через линию передачи — приведенные здесь соотношения мощностей могут несколько измениться.

§ 33-4. Несимметричные режимы трансформатора со схемой обмоток ү/ ү-12

Трансформаторы с этой схемой соединения обмоток применяются в распределительных электрических сетях, где имеются силовая и осветительная нагрузки, работающие с различным напряжением. Выведенная нейтральная точка на вторичной стороне понижающего трансформатора позволяет иметь два рабочих напряжения: фазное и линейное.

а) ОБЩИЙ СЛУЧАЙ НЕСИММЕТРИИ

На рис. 33-9 приведена исследуемая схема работы трансформатора. Во вторичной цепи трансформатора, как и в схеме рис. 33-4, возникает нулевая последовательность тока. Следствием этого является образование в сердечнике трансформатора фазных потоков нулевой последовательности, которые индуктируют в обмотках э. д. с. Однако теперь в отличие от случая, рассмотренного в § 33-3, в первичной обмотке, соединенной звездой, токов нулевой последовательности не будет. Поэтому схема замещения трансформатора для нулевой последовательности принимает вид, представленный на рис. 33-10.

Вторичные токи в общем виде представляются выражениями (33-5) — (33-7), а их связь с первичными токами — соотношениями (33-8).

Уравнение напряжения трансформатора для прямой и обратной последовательностей для всех схем обмоток одинаково и имеет вид (33-24).

Уравнение напряжения для нулевой последовательности в соответствии со схемой рис. 33-10 таково:

$$\dot{U}_{A0} = \dot{I}_{a0} Z_{\mu 0} = -\dot{I}_{a0} Z_{II} - \dot{U}_{a0}, \qquad (33-36)$$

т. е. нулевая последовательность напряжения первичной обмотки есть не что иное, как э. д. с. (с отрицательным знаком), индуктируемая в этой обмотке потоком нулевой последовательности.



Рис. 33-9. Схема соединения обмоток трансформатора Y/x-12 при несимметричной нагрузке.

Складывая уравнения (33-24) и (33-36), находим:

$$\dot{U}_{A} - \dot{I}_{A} Z_{\kappa} = -\dot{I}_{a0} Z_{II} - \dot{U}_{a} = -\dot{I}_{a0} Z_{II} - \dot{I}_{a} Z_{a}, \quad (33-37)$$

так как уравнение напряжения цепи нагрузки аналогично (33-31).

Опуская индекс *a* у токов нулевой последовательности, подставляя в (33-37) $\dot{I}_a = \dot{I}_a + \dot{I}_0 = - \dot{I}_A + \dot{I}_0$, по-



Рис. 33-10. Схема замещения трансформатора ү/ү-12 для нулевой последовательности.

лучаем уравнение фазы А и аналогично для других фаз в виде:

$$U_A - I_A (Z_R + Z_a) + I_0 (Z_{II} + Z_a) = 0, \qquad (33-38)$$

$$\dot{U}_B - \dot{I}_B (Z_R + Z_b) + \dot{I}_0 (Z_{II} + Z_b) = 0, \qquad (33-39)$$

$$U_{c} - I_{c} \left(Z_{\kappa} + Z_{c} \right) + \dot{I}_{0} \left(Z_{II} + Z_{c} \right) = 0.$$
(33-40)

Деля эти уравнения на коэффициенты при первичных токах, затем складывая их и принимая во внимание равенства (33-18) — (33-20), а также первое равенство в (33-36), записываем выражение для нулевой последовательности первичного напряжения:

$$\dot{U}_{A0} = \dot{U}_{B0} = \dot{U}_{C0} = -\frac{\dot{U}_A' Y_A + \dot{U}_B' Y_B + \dot{U}_C' Y_C}{(1 - Y_0 Z_1) (Y_A + Y_B + Y_C) + 3Y_0}, \quad (33-41)$$

где

$$Y_{A} = \frac{1}{Z_{R} + Z_{a}}, \quad Y_{B} = \frac{1}{Z_{R} + Z_{b}}, \quad Y_{C} = \frac{1}{Z_{R} + Z_{c}}, \quad Y_{0} = \frac{1}{Z_{\mu 0}}, \\ Z_{R} = Z_{I} + Z_{II};$$

напряжения \dot{U}'_A , \dot{U}'_B , \dot{U}'_C определяются заданными линейными напряжениями.

Нулевая последовательность вторичного тока находится из (33-36) и (33-41):

$$\dot{I}_0 = \dot{U}_{A0} Y_0.$$
 (33-42)

Первичные фазные токи нетрудно найти из (33-38) — (33-40), имея в виду (33-18) — (33-20) и (33-42):

$$\dot{I}_{A} = \frac{\dot{U}_{A} + \dot{I}_{0} (Z_{II} + Z_{a})}{Z_{K} + Z_{a}} = \{\dot{U}_{A} + \dot{U}_{A0} [1 + Y_{0} (Z_{II} + Z_{a})]\} Y_{A}, \quad (33-43)$$

$$\dot{I}_{B} = \frac{U_{B} + I_{0} (Z_{II} + Z_{b})}{Z_{\kappa} + Z_{b}} = \{ \dot{U}_{B} + \dot{U}_{B0} [1 + Y_{0} (Z_{II} + Z_{b})] \} Y_{B}, \quad (33-44)$$

$$\dot{I}_{c} = \frac{\dot{U}_{c} + I_{0}(Z_{\mathrm{II}} + Z_{c})}{Z_{\mathrm{K}} + Z_{c}} = \{ \dot{U}_{c}' + \dot{U}_{c0} [1 + Y_{0}(Z_{\mathrm{II}} + Z_{c})] \} Y_{c}.$$
(33-45)

547

Вторичные фазные токи находятся с помощью (33-42) — (33-45) из выражений:

$$\dot{I}_{a} = \dot{I}'_{a} + \dot{I}_{0} = -\dot{I}_{A} + \dot{I}_{0}, \qquad \dot{I}_{b} = \dot{I}'_{b} + \dot{I}_{0} = -\dot{I}_{B} + \dot{I}_{0},$$
$$\dot{I}_{c} = \dot{I}'_{c} + \dot{I}_{0} = -\dot{I}_{C} + \dot{I}_{0}.$$

Полные фазные первичные напряжения вычисляются по выражениям (33-18) — (33-20) с помощью (33-41).

Наконец, вторичные фазные напряжения определяются из уравнений типа (33-37):

$$-\dot{U}_{a} = \dot{U}_{A} - \dot{I}_{A}Z_{R} + \dot{I}_{0}Z_{II} = \dot{U}_{A} - \dot{I}_{A}Z_{R} + \dot{U}_{A0}(1 + Y_{0}Z_{II}), \quad (33-46)$$

$$-U_{b} = U_{B} - I_{B}Z_{\kappa} + I_{0}Z_{II} = U_{B}' - I_{B}Z_{\kappa} + U_{B0}(1 + Y_{0}Z_{II}), \qquad (33-47)$$

$$-\dot{U}_{c} = \dot{U}_{C} - \dot{I}_{C} Z_{\kappa} + \dot{I}_{0} Z_{II} = \dot{U}_{C} - \dot{I}_{C} Z_{\kappa} + \dot{U}_{C0} (1 + Y_{0} Z_{II}).$$
(33-48)

6) НЕСИММЕТРИЧНОЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ

Рассмотрим как предельный случай несимметрии на вторичной стороне трансформатора однофазное короткое замыкание фазы а при отсутствии нагрузки. При этом токи и напряжения цепей могут быть найдены из полученных общих выражений, в которых нужно положить $Z_a = 0, Z_b = Z_c = \infty$, или $Y_A = 1/Z_{\kappa}, Y_B = Y_C = 0$; тогда из (33-44) и (33-42)

$$\dot{U}_{A0} = \dot{U}_{B0} = \dot{U}_{C0} = -\dot{U}_{A}' \frac{Z_{\mu_{0}}}{Z_{\mu_{0}} + Z_{II} + 2Z_{K}}, \quad \dot{I}_{0} = -\frac{\dot{U}_{A}'}{Z_{\mu_{0}} + Z_{II} + 2Z_{K}}.$$
 (33-49)

Отметим, что для рассматриваемой схемы соединения обмоток трансформатора $Z_{\mu 0} + Z_{II} + 2Z_{\kappa} = Z_0 + Z_1 + Z_2$ (сумма сопротивлений всех последовательностей), так как $Z_{\mu 0} + Z_{II} = Z_0$, а $Z_1 = Z_2 = Z_{\kappa}$. Из выражений (33-43) — (33-45) найдем:

$$\dot{I}_{A} = \left[\dot{U}_{A}^{\prime} - \dot{U}_{A}^{\prime} \frac{Z_{\mu 0}}{Z_{\mu 0} + Z_{\mathrm{II}} + 2Z_{\mathrm{K}}} \left(1 + \frac{Z_{\mathrm{II}}}{Z_{\mu 0}}\right)\right] \frac{1}{Z_{\mathrm{K}}} = \frac{2U_{A}^{\prime}}{Z_{\mu 0} + Z_{\mathrm{II}} + 2Z_{\mathrm{K}}} = -2\dot{I}_{0},$$

$$\dot{I}_B = \dot{I}_0, \quad \dot{I}_C = \dot{I}_0.$$
 (33-50)

Вторичные фазные напряжения по выражениям (33-46) — (33-48) равны:

$$\dot{U}_{a} = 0, \qquad -\dot{U}_{b} = \dot{U}_{B}' - \dot{I}_{0}Z_{R} + \dot{U}_{B0} (1 + Y_{0}Z_{II}) = = \dot{U}_{B}' + \dot{U}_{B0} (1 - Y_{0}Z_{I}); - \dot{U}_{c} = \dot{U}_{C}' - \dot{I}_{0}Z_{R} + \dot{U}_{C0} (1 + Y_{0}Z_{II}) = \dot{U}_{C} + U_{C0} (1 - Y_{0}Z_{I}).$$

$$(33-51)$$

На рис. 33-11 по уравнениям (33-49) — (33-51) построена векторная диаграмма в предположении, что $Z_{\kappa} = jx_{\kappa} (r_{\kappa} = 0)$ и система подведенных линейных напряжений симметрична.

в) ЧАСТНЫЙ СЛУЧАЙ: ПЕРВИЧНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ НЕСИММЕТРИЧНЫ, СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗКИ СИММЕТРИЧНЫ

Полагая в общих выражениях п. «а» $Z_a = Z_b = Z_c = Z_{\rm Hr}$, будем иметь $Y_A = Y_B = Y_C = 1/(Z_{\rm R} + Z_{\rm Hr})$. В этом случае, как следует из (33-41), нулевая последовательность первичного напряжения



Рис. 33-11. Векторная диаграмма трансформатора Y/x-12 при однофазном коротком замыкании.

должна быть равна нулю, так как $\dot{U}'_A + \dot{U}'_B + \dot{U}'_C = 0$. Очевидно, будет отсутствовать нулевая последовательность также во вторичных токах ($\dot{I}_0 = 0$) и напряжениях. Первичные токи и вторичные напряжения теперь определяются выражениями, аналогичными для схемы трансформатора, рассмотренной в § 33-3:

$$\dot{I}_{A} = \frac{\dot{U}_{A}}{Z_{23}}, \qquad \dot{I}_{B} = \frac{\dot{U}_{B}}{Z_{23}}, \qquad I_{C} = \frac{\dot{U}_{C}}{Z_{23}}, \qquad (33-52)$$

$$-\dot{U}_{a} = c_{u3}\dot{U}_{A}^{'}, \quad -\dot{U}_{b} = c_{u3}\dot{U}_{B}^{'}, \quad -\dot{U}_{c} = c_{u3}\dot{U}_{C}^{'}. \quad (33-53)$$

§ 33-5. Сравнительная оценка трансформаторов, работающих в условиях несимметрии

Наиболее чувствителен к несимметричной нагрузке трансформатор со схемой обмоток Y/Y-12. Вторичные напряжения такого трансформатора искажаются не только за счет возможной несимметрии первичных напряжений, но и из-за появления э. д. с. нулевой последовательности. М. д. с. вторичных токов нулевой последовательности не уравновешивается соответствующей м. д. с. первичной обмотки, так как в последней ток нулевой последовательности протекать не может. В результате в трансформаторе появляется более или менее значительный поток нулевой последовательности, индуктирующий э. д. с., и фазные напряжения могут быть существенно искажены. Напряжение нулевой последовательности, как видно из (33-42), пр порционально току этой же последовательности \dot{I}_0 и сопротивлению Z_{μ} Для ограничения величины нулевой последовательности напряжени приходится ограничивать ток \dot{I}_0 . Допустимой несимметричной нагрузко для трансформатора Y/γ -12 является такая нагрузка, при которос ток в нейтральном проводе, равный $3\dot{I}_6$, не превышает 25% от номи нального тока. По этой же причине трансформаторы Y/γ -12 выпол няются только трехстержневыми, имеющими сравнительно небольшо значение сопротивления $Z_{\mu 0}$. В групповом трансформаторе проводи мость $Y_0 = 1/Z_{\mu 0}$ во много раз меньше, чем в трехстержневом, и, ка показывают (33-41), (33-46) — (33-48), при прочих равных условиях в его обмотках возникает более значительное напряжение нулевой последовательности.

В трансформаторах, имеющих обмотку, соединенную треугольником искажение вторичных напряжений обусловлено, с одной стороны, не симметрией первичных напряжений, а с другой — падениями напря жения в трансформаторе (в сопротивлении короткого замыкания). По этому оно меньше, чем при несимметричной нагрузке трансформатор $Y/\gamma-12$.

Таким образом, наличие у трансформатора обмотки, соединенной треугольником, приводит к более благоприятным условиям его эксплуатации в случае несимметричной нагрузки.

АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ В УСЛОВИЯХ НЕСИММЕТРИИ

§ 34-1. Асинхронный двигатель с несимметричными напряжениями на первичной обмотке

Рассмотрим условия работы асинхронного двигателя в том случае, когда напряжения, приложенные к его первичной обмотке, несимметричны. Обычно обмотка статора двигателя при соединении звездой имеет изолированную нейтральную точку, так что фазные токи и напряжения не содержат нулевой последовательности. Аналогичное положение возникает и у двигателя, обмотки которого соединены треугольникам, так как для такой схемы сумма фазных напряжений равна нулю. Поэтому будем считать, что первичные напряжения представляют совокупность прямой (\dot{U}_1) и обратной (\dot{U}_2) последовательностей.

Для этого случая при заданных фазных напряжениях U_a , U_b , U_c можно определить напряжения U_1 и U_2 по заранее построенным графикам. Если обозначить наибольшее из трех фазных напряжений через U_a , то можно показать, что

$$\frac{U_1}{U_a} = \frac{U_1}{U_a} = \sqrt{A^2 + (1-B)^2}, \quad \frac{U_2}{U_a} = \frac{U_2}{U_a} = \sqrt{A^2 + B^2},$$

где

$$A = 0.29 \left[\left(\frac{U_c}{U_a} \right)^2 - \left(\frac{U_b}{U_a} \right)^2 \right], \quad B = 0.5 - \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{U_b}{U_a} \right)^2 - (0.29 - A)^2}.$$

На рис. 34-1 приведены графики относительных напряжений U_1/U_a (сплошные линии) и U_2/U_a (пунктирные линии) в зависимости от U_b/U_a для значений U_c/U_a , равных 0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0 (соответственно точка 1 и кривые 2-6).

При рассмотрении несимметричных режимов асинхронного двигателя используется следующая индексация токов и напряжений: первая цифра в индексе обозначает обмотку (1 — первичная, 2 — вторичная), вторая — последовательность величины (1 — прямая, 2 — обратная). Там, где не возникает недоразумения, проставляется один индекс, указывающий последовательность величины.

Асинхронный двигатель представляет собой симметричное трехфазное устройство, поэтому для него на основании (32-14), (32-15) будем иметь:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_{11} Z_1,$$
 (34-1)

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_{12} Z_2, \tag{34-2}$$



Рис. 34-1. Относительные величины напряжений прямой и обратной последовательностей при различных соотношениях

фазных напряжений.

где I_{11} , I_{12} — прямая и обратная последова тельности тока в первичной обмотке (обмот ке статора). Сопротивления Z_1 и Z_2 опре деляются схемами замещения, представлен ными на рис. 15-8 и 32-5.

Сопротивление Z₂ в области скольжени $s=0 \div 1,0$ мало отличается от сопротивле ния короткого замыкания Z_{κ} (см. рис. 32-5, 6) Поэтому даже при сравнительно небольшо напряжении обратной последовательност: токи обратной последовательности в статор (\dot{I}_{12}) и в роторе (\dot{I}'_{22}) имеют значительную ве личину. Подставляя в (34-2) $Z_2 \approx Z_{\rm K}$ и дел выражение на базисное напряжение U_{5} , по лучаемотносительную величину тока I_{12} в виде

$$I_{12} = \frac{U_2}{U_{\rm K}},$$
 (34-3)

где $U_2 = U_2/U_5$; $U_{\rm K} = U_{\rm K}/U_5$; напряжение короткого замыкания дви гателя $U_{\rm H} = I_{\rm H} z_{\rm H}$.

Так, например, при $U_{\rm R} = 0.2$ и $U_2 = 0.05$ имеем $I_{12} = 0.25$. В со ответствии со схемой рис. 32-5, б $I'_{22} \approx I_{12}$.

Электромагнитный момент, действующий на ротор двигателя, опре деляется согласно общему выражению (5-19), отдельно применяемом для прямой и обратной последовательностей.

Электромагнитная мощность прямой (P_{эм1}) и обратной (P_{эм2}) после довательностей можно найти с помощью (32-28).

В выражении (32-28) мощности $U_1I_1 \cos \varphi_1$ и $U_2I_2 \cos \varphi_2$ представляю относительные значения мощностей, потребляемых схемами замещени прямой и обратной последовательностей асинхронного двигателя. Со поставляя выражение (32-28) и мощность на отдельных участках ука занных схем замещения (рис. 15-8 и 32-5), нетрудно видеть, что электро магнитные мощности от токов прямой и обратной последовательносте: равны потерям во вторичных контурах соответствующих схем замещения

$$P_{\Im M1} = m_1 I_{21}^{\prime^2} \frac{r_3}{s},$$

$$P_{\Im M2} = m_1 I_{22}^{\prime^2} \frac{r_{22}}{2-s}.$$

Приняв во внимание, что направления вращения магнитных полепрямой и обратной последовательностей противоположны, получим сле дующие выражения для электромагнитных моментов:

для прямой последовательности

$$M_{_{2M1}} = \frac{m_1 I_{_{21}}' r_2'}{\Omega_1 s}, \qquad (34-4)$$

для обратной последовательности

$$M_{2M2} = \frac{m_1 I_{22}^{*} r_{22}^{*}}{-\Omega_1 (2-s)}.$$
 (34-5)

В относительных единицах эти выражения принимают вид:

$$M_{\partial M1} = \frac{M_{\partial M1}}{M_6} = I_{21}^{\prime 2} \frac{r_2}{s} \approx \frac{U_1^2 r_2}{\left[\left(r_1 + \frac{r_2'}{s} \right)^2 + (x_{s_1} + x_{s_2}')^2 \right] s}, \qquad (34-6)$$

$$M_{9M2} = \frac{M_{9M2}}{M_6} = -I_{22}'^2 \frac{r_{22}'}{2-s} \approx \frac{-U_2^2 r_{22}'}{\left[\left(r_1 + \frac{r_{22}'}{2-s}\right)^2 + (x_{s1} + x_{s22}')^2\right](2-s)}.$$
 (34-7)

Токи в (34-6), (34-7) определены по приближенным схемам замещения двигателя, не содержащим намагничивающего контура.

Общий электромагнитный момент двигателя при несимметрии напряжения статора равен

$$\boldsymbol{M}_{\mathrm{PM}} = \boldsymbol{M}_{\mathrm{PM1}} + \boldsymbol{M}_{\mathrm{PM2}}.$$
 (34-8)

В области обычных для двигательного режима скольжений электромагнитный момент *М*_{эм2} достаточно мал. Так, при номинальном скольжении *s*_н в первом приближении из (34-6), (34-7) найдем:

$$rac{M_{\,
m 3M2}}{M_{\,
m 3M.\,H}}\!pprox\!c\left(\!rac{U_2}{U_1}\!
ight)^{\!2}$$
 ,

где $M_{_{\rm ЭМ,H}}$ — номинальный момент двигателя; $c = r'_2 r'_{22}/2 z_{\kappa}^2 s_{\rm H}$. Пусть, например, $r'_2 = r'_{22} = 0.025$; $z_{\kappa} = 0.2$; $s_{\rm H} = 0.02$; $U_2/U_1 = 0.1$. Для этих данных c = 0.39 и $M_{_{\rm ЭМ,H}} = 0.0039$.

Несмотря на малое значение момента $M_{_{\rm 3M2}}$, полный электромагнитный момент $M_{_{\rm 3M}}$ (34-8) при несимметрии напряжений статора должен быть несколько уменьшен за счет момента $M_{_{\rm 3M1}}$.

Это объясняется тем, что появление в обмотках двигателя тока обратной последовательности приводит к увеличению в них потерь. Для сохранения теплового режима обмоток необходимо уменьшать прямую последовательность тока, т. е. снижать нагрузку двигателя.

§ 34-2. Асинхронный двигатель с дополнительными несимметричным сопротивлениями в цепи статора

Рассмотрим условия работы асинхронного двигателя с симметрич ными обмотками при наличии последовательно включенных с обмотко статора несимметричных сопротивлений Z_a , Z_b , Z_c . (Эти сопротивлени не содержат взаимной индуктивности между фазами) Пусть систем линейных напряжений, приложенных к схеме двигатель — сопротивлени ния, симметрична, т. е. содержит только прямую последовательности Это значит, что в фазных напряжениях \dot{U}_a , \dot{U}_b , \dot{U}_c обратная последова тельность должна отсутствовать. Будем считать, что обмотка статор двигателя соединена звездой и нейтральная точка изолирована ($\dot{I}_a = 0$)

Исследуемая схема аналогична схеме рис. 32-2, на которой следуе лишь положить $\dot{E}_a = \dot{E}_b = \dot{E}_c = 0$. Для последней справедливы общи уравнения (32-22) — (32-24). Если принять положительные направлени токов статора, совпадающие с положительным направлением напряжений на зажимах схемы (режим двигателя), то в упомянутых уравнениях знаки токов должны быть изменены на противоположные. Таки образом, уравнения напряжения для рассматриваемого случая, есл иметь в виду, что $\dot{I}_0 = 0$, $\dot{U}_2 = 0$, принимают вид:

$$\dot{U}_0 = \dot{I}_{11}\xi_2 + \dot{I}_{12}\xi_1, \qquad (34-8a)$$

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_{11} \left(Z_1 + \xi_0 \right) + \dot{I}_{12} \xi_2, \tag{34-8}$$

$$0 = \dot{I}_{11}\xi_1 + \dot{I}_{12}(Z_2 + \xi_0), \qquad (34-10)$$

где ξ_0 , ξ_1 , ξ_2 определены в (32-19) — (32-21).

В (34-8а) — (34-10) заданным является напряжение \dot{U}_1 , а напряжение \dot{U}_1 , а напряжение \dot{U}_0 при $\dot{I}_0 = 0$ определяется токами \dot{I}_{11} и \dot{I}_{12} и сопротивлениями схемы. Из (34-9), (34-10) находим последовательности тока в статоре дви гателя:

$$\dot{I}_{11} = \dot{U}_1 \frac{Z_2 + \xi_0}{(Z_1 + \xi_0) (Z_2 + \xi_0) - \xi_1 \xi_2}, \qquad (34-11)$$

$$\dot{I}_{12} = -\dot{U}_1 \frac{\xi_1}{(Z_1 + \xi_0)(Z_2 + \xi_0) - \xi_1 \xi_2}.$$
(34-12)

Асинхронный двигатель является симметричным устройством, поз тому симметричные составляющие напряжения на его зажимах — пря мой (\dot{U}_{11}) и обратной (\dot{U}_{12}) последовательностей равны:

$$\dot{U}_{11} = \dot{I}_{11}Z_1,$$
 (34-13)

$$\dot{U}_{12} = \dot{I}_{12} Z_2. \tag{34-14}$$

Нулевая последовательность в этой системе фазных напряжений отсутствует, так как $I_0 = 0$.

Далее, по общим выражениям (32-1) — (32-3), (32-7) — (32-9) определяются фазные токи и напряжения на зажимах статора двигателя. Электромагнитный момент вычисляется по (34-8).

Таким образом, рассматриваемая задача аналогична предыдущей, изложенной в § 34-1, однако с тем существенным отличием, что в первом случае несимметрия напряжений на зажимах двигателя была задана, а здесь она зависит от параметров схемы.

На основе полученных уравнений как частный случай может быть исследована работа асинхронного двигателя без дополнительных сопротивлений в цепи статора, но при обрыве в одной из фаз статора (рис. 34-2). Для этого в общих выражениях следует положить $Z_b = Z_c = 0$, $Z_a = \infty$, и поэтому $\xi_0 = \xi_1 = \xi_2 = \frac{1}{3} Z_a = \infty$; тогда из (34-11) — (34-14) найдем:

$$\dot{I}_{11} = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_2}, \quad \dot{I}_{12} = -\frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_2},$$
 (34-15)

$$\dot{U}_{11} = \dot{U}_1 \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}, \quad \dot{U}_{12} = -\dot{U}_1 \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}.$$
 (34-16)

Фазные напряжения на зажимах статора двигателя $\dot{U}_{a\mu}$, $\dot{U}_{b\mu}$, $\dot{U}_{c\mu}$ с учетом (34-16) равны:

$$\dot{U}_{a\mathfrak{A}} = \dot{U}_{11} + \dot{U}_{12} = \dot{U}_1 + 2\dot{U}_{12}, \qquad (34-17)$$

$$\dot{U}_{b\mu} = a^2 \dot{U}_{11} + a \dot{U}_{12} = a^2 (\dot{U}_1 + \dot{U}_{12}) + a \dot{U}_{12} = a^2 \dot{U}_1 - \dot{U}_{12}, \qquad (34-18)$$

$$\dot{U}_{c1} = a\dot{U}_{11} + a^2\dot{U}_{12} = a(\dot{U}_1 + \dot{U}_{12}) + a^2\dot{U}_{12} = a\dot{U}_1 - \dot{U}_{12}.$$
 (34-19)

На рис. 34-3 приведена диаграмма напряжений, построенная по выражениям (34-16) — (34-19).

Токи в работающих фазных обмотках, если принять во внимание (34-15), равны:

$$\dot{I}_{b} = -\dot{I}_{c} = a^{2}\dot{I}_{11} + a\dot{I}_{12} = -j\sqrt{3}\frac{U_{1}}{Z_{1} + Z_{2}}.$$
(34-20)

Для определения симметричных составляющих тока можно воспользоваться схемой замещения, построенной на рис. 34-4 по уравнениям (34-15). Отметим, что напряжение \dot{U}_1 представляет собой фазное напряжение на зажимах двигателя при нормальном трехфазном включении на сеть его обмоток статора; поэтому оно в V 3 раз меньше линейного



Рис. 34-2. Схема включения обмоток статора двигателя при обрыве фазы *а*.

١



Рис. 34-3. Диаграмма напряжений обмотки статора двигателя с отключенной фазой.



Рис. 34-4. Схема замещения асинхронного двигателя с отключенной фазой на статоре: *а* — точная схема; *б* — приближенная схема.

напряжения $\dot{U}_{bc} = \dot{U}_c - \dot{U}_b = \dot{U}_{c\pi} - \dot{U}_{b\pi}$. Тот же результат следует и из (34-18), (34-19):

$$\dot{U}_{bc} = a\dot{U}_1 - a^2\dot{U}_1 = j\sqrt{3}\,\dot{U}_1.$$
 (34-21)

Схема рис. 34-4 наглядно показывает соотношение между токами прямой и обратной последовательностей как в статоре, так и в роторе. В относительных единицах

$$I_{11} = I_{12} \approx I_{22}, \qquad (34-22)$$
$$I_{01} = k_{01}I_{11}, \qquad (34-23)$$

где

$$k_{2\mu} = \left| rac{Z_{\mu}}{Z_{\mu} + Z_{2}}
ight| = \ = \sqrt{rac{x_{\mu}^{2} + r_{2}^{2}}{(x_{\mu} + x_{s2}')^{2} + \left(r_{\mu} + rac{r_{2}'}{s}
ight)^{2}}}.$$



Рис. 34-5. Механическая характеристика асинхронного двигателя с отключенной фазой на статоре.

 $\begin{array}{l} \textbf{1} - \textbf{M}_{9M_1}; \, \textbf{2} - \textbf{M}_{9M_2}; \, \textbf{3} - \textbf{M}_{9M} = \textbf{M}_{9M_1} + \textbf{M}_{9M_2}.\\\\ \Pi \text{араметры двигателя:} \ \textbf{U}_1 = 1,0; \ \textbf{x}_{\mu} = 3,0;\\\\ r_{\mu} = 0; \ \textbf{x}_{K} = 0,2; \ \textbf{r}_1 = \textbf{r}_2' = \textbf{r}_{22} = 0,025. \end{array}$

При скольжениях s, близких к 1,0 можно принять $k_{2\mu} = 1,0$, т. е. пренебречь намагничивающим контуром на схеме рис. 34-4, б. Для скольжений, соответствующих нормальной нагрузке двигателя, $k_{2\mu} \approx \approx 0.92 \div 0.95$.

Электромагнитный момент двигателя определяется выражением (34-8). С учетом (34-15), (34-22), (34-23) будем иметь:

$$M_{_{9M1}} = \frac{I_{21}'r_2'}{s} = k_{2\mu}^s \frac{I_{11}'r_2'}{s} = k_{2\mu}^s \frac{U_1^s}{|I_1 + I_2|^2} \frac{r_2'}{s}, \qquad (34-24)$$

$$M_{_{9M2}} = -I_{22}'^{2} \frac{r_{_{92}}'}{2-s} = -\frac{I_{11}^{2}r_{_{92}}'}{2-s} = -\frac{M_{_{9M1}}r_{_{92}}'s}{k_{_{91}}^{2}r_{_{9}}'(2-s)},$$
(34-25)

$$M_{\partial M} = M_{\partial M1} \left(1 + \frac{M_{\partial M2}}{M_{\partial M1}} \right) = M_{\partial M1} \left[1 - \frac{r'_{22}s}{r'_{2}k^{2}_{2\mu}(2-s)} \right].$$
(34-26)

Как видно из (34-25), при нормальных нагрузках машины, когда *s* мало, электромагнитный момент от токов обратной последовательности весьма мал и им можно пренебречь. В этих режимах $M_{\rm PM} \approx M_{\rm PM1}$. Напротив, при s = 1,0 имеем: $r_{22}'/r_2' = 1,0$, $k_{2\mu} \approx 1,0$ и $M_{\rm PM2} = -M_{\rm PM1}$, т. е. $M_{\rm PM} = 0$. Таким образом, пусковой момент двигателя включенного по схеме рис. 34-2, равен нулю.

Механическая характеристика для рассматриваемого асинхронного двигателя, полученная на основе (34-24) — (34-26), приведена на рис. 34-5. Сравним исследуемый несимметричный режим двигателя с симметричным режимом при трехфазном включении обмотки статора, принимая в обоих случаях одно и то же линейное напряжение и, следовательно, одинаковое напряжение U_1 .

Обозначим фазный ток, электромагнитный момент, скольжение и сопротивление прямой последовательности в симметричном режиме соответственно: I_{bc} , $M_{\text{эм.с.}}$, s_c , z_{1c} (сопротивление прямой последовательности в симметричном и несимметричном режимах будет численно различным, если скольжения в этих режимах неодинаковы); тогда в относительных единицах

$$I_{bc} = \frac{U_1}{z_{1c}}, \quad M_{\partial M.c} = k_{2\mu}^2 \frac{U_1^2}{z_{1c}^2} \cdot \frac{r_1'}{s_c}.$$

В области нормальных нагрузок при несимметричном режиме $M_{\text{эм}} \approx M_{\text{эм1}}$, поэтому получим с учетом (34-20), (34-24):

$$\frac{I_b}{I_{bc}} = \frac{\sqrt[4]{3} z_{1c}}{|Z_1 + Z_2|}, \qquad \frac{M_{\Im M}}{M_{\Im M, c}} = \frac{z_{1c}^2}{|Z_1 + Z_2|^2} \cdot \frac{s_c}{s}.$$
(34-27)

При одинаковом токе в сравниваемых режимах ($I_b/I_{bc} = 1,0$) из (34-27) получим

$$\frac{z_{10}}{|Z_1+Z_2|} = \frac{1}{\sqrt{3}},$$
(34-28)

что дает приближенное соотношение

$$\frac{s}{s_{c}} \approx \frac{1}{\sqrt{3} \left[1 - 0.15 \left(\frac{r_{1}}{r_{2}'} + 2 \frac{r_{2}'}{r_{2}'} \right) s_{c} \right]},$$

или, имея в виду малое значение sc:

$$\frac{s}{s_c} \approx \sqrt{\frac{1}{3}}.$$
 (34-29)

Подставляя (34-28), (34-29) в соотношение (34-27), находим:

$$\frac{M_{\rm PM}}{M_{\rm PM, c}} \approx \frac{1}{\sqrt{3}}.$$
(34-30)

Таким образом, двигатель с отключенной фазой может иметь максимально возможную нагрузку, примерно в $\sqrt{3}$ раз меньшую, чем номинальная нагрузка в симметричном режиме, так как фазный ток длительно не может быть больше номинального. Если в режиме с отключенной фазой сохранить нагрузку симметричного режима двигателя $(M_{\text{PM}}/M_{\text{PM,c}}=1,0)$, то, как следует из (34-27),

$$\frac{\mathbf{z}_{1c}}{|\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2|} = \sqrt{\frac{s}{s_c}},\tag{34-31}$$

$$\frac{I_b}{I_{bc}} = \sqrt{3\frac{s}{s_c}}.$$
(34-32)

Анализ выражения (34-31) показывает, что в рассматриваемом случае $s/s_c > 1,0$ и в соответствии с (34-32) $I_b/I_{bc} > \sqrt{3}$.

§ 34-3. Работа трехфазного двигателя при наличии однофазной сети

На практике может возникнуть необходимость использования трехфазных асинхронных двигателей при наличии однофазной сети. В предыдущем параграфе было показано, что если к статору подведено однофазное напряжение U_{bc} , то электромагнитный момент неподвижного двигателя равен нулю. Это результат того, что при однофазном питании в машине при s = 1,0 возникает пульсирующее, а не вращающееся результирующее магнитное поле. Для получения последнего необходимо токи обмоток статора во времени сдвинуть по фазе. Проще всего этого можно добиться, включая в цепь статора емкость.

Наиболее целесообразные схемы включения емкости показаны на рис. 34-6. Обе схемы практически равноценны в отношении максимально возможной длительной нагрузки двигателя. Обозначим электромагнитный момент и мощность, потребляемую двигателем, работающим в схемах рис. 34-6 при поминальном токе статора, через $M_{\rm Эм. кон}$, $P_{\rm 1кон}$, а аналогичные величины при включении двигателя на трехфазную сеть через $M_{\rm Эм. H}$, $P_{\rm 1H}$. Можно показать, что

$$\frac{M_{\rm \partial M. KOH}}{M_{\rm \partial M. H}} \approx \frac{P_{\rm 1KOH}}{P_{\rm 1H}} = \frac{1}{\sqrt{3}\cos\varphi_{\rm H}},$$

где соз ф_н — коэффициент мощности трехфазного двигателя при номинальной нагрузке.

Приведенное выражение показывает, что включение емкости и использование в работе всех трех фаз при однофазном питании позволяет получить «номинальную» мощность такого двигателя, равную примерно 70% от номинальной мощности машины при нормальном трехфазном включении.

«Номинальная» же мощность двигателя при однофазном питании и использовании двух фаз статора, как было показано в предыдущем



Схема1

Рис. 34-6. Схемы включения емкости в цепи статора трехфазного асинхронного двигателя при наличии однофазной сети. параграфе [см. (34-30)], составляет около 58% номинальной мощности трехфазного двигателя. Поэтому емкость в схеме однофазного питания трехфазного асинхронного двигателя применяется не только для пуска машины, но и для повышения ее использования в режиме нагрузки. Следует отметить, что величина емкости в рабочем режиме двигателя должна быть меньше, чем при его пуске. Это обусловлено, с одной стороны, желанием получить достаточный по величине пусковой момент, а с другой — необходимостью из-

бежать резонансных явлений, при которых токи и напряжения на обмотках двигателя и конденсаторе значительно увеличиваются по сравнению с номинальными значениями.

Анализ работы асинхронного двигателя, включенного по схемам рис. 34-6, с помощью метода симметричных составляющих не встречает трудностей, однако он достаточно громоздок. Поэтому здесь приводятся лишь некоторые его результаты.

Предпочтение той или иной схеме включения конденсатора, следует отдать, исходя из пусковых характеристик двигателя. Можно показать, что пусковой момент машины в схемах с конденсатором $M_{п.кон}$ связан с аналогичным моментом при трехфазном включении M_{n} выражением

$$M_{\Pi, \text{ кон}} = M_{\Pi} A_x$$
 (x = 1; 2),

где для схем 1 и 2 рис. 34-6 соответственно:

$$A_{1} = \frac{0,865 \ \rho x_{c}}{x_{c}^{2} - 3x_{c}^{2} + 2,25 \ (1 + \rho^{2})}, \qquad A_{2} = \frac{1,15 \left(\rho \bar{x}_{c} + \frac{\rho_{0}}{3}\right)}{\bar{x}_{c}^{2} - 1,33 \bar{x}_{c}^{2} + 0,44 \ (1 + \bar{\rho}^{2})}.$$

Здесь $x_c = x_{\text{кон}}/x_{\text{к}}; \ \rho = r_{\text{к}}/x_{\text{к}}; \ x_{\text{кон}}$ — реактивное сопротивление конденсатора; $r_{\text{к}}$ и $x_{\text{к}}$ — активное и индуктивное сопротивления короткого замыкания двигателя; $\bar{x}_c = x_c - \frac{\bar{x}_0}{3}; \ \bar{\rho} = \rho + 0.5 \ \rho_0; \ \rho_0 = r_0/x_{\text{к}}; \ \bar{x}_0 = x_0/x_{\text{к}}; \ r_0$ и x_0 — активное и индуктивное сопротивления двигателя токам нулевой последовательности.

На рис. 34-7 представлена зависимость $M_{\text{п.кон}}/M_{\text{п}} = A_x$ (x = 1; 2) в функции параметра x_c (принято $r_0 = x_0 = 0$).

Если двигатель имеет короткозамкнутый ротор, то величина ρ оказывается заданной и равна в среднем около 0,5. Как видно из кривых рис. 34-7, для небольших значений ρ необходимо выбирать $x_c \leq 2 \div 3$, так как при бо́льшем значении x_c пусковой момент резко уменьшается. В указанной области параметров ρ и x_c величина $M_{\text{п.кон}}$ для схемы 1 больше, чем для схемы 2; поэтому для короткозамкнутых двигателей предпочтительна схема 1.

Анализ пускового момента двигателя с фазным ротором, для которого имеется возможность изменения величины р за счет включения дополнительного сопротивления в ротор, показывает, что такие двигатели следует включать по схеме 2. Эта схема позволяет получить пусковые моменты в среднем на 40% выше, чем в схеме 1, для широкого диапазона параметра $x_c = 3 \div 10$. При этом необходимо лишь установить оптимальное значение параметра ρ , которое равно

$$\rho_{\text{OHT}} = \sqrt[4]{2,25(\bar{x_c}^2 - 1,33\bar{x_c}) + 1}.$$



Рис. 34-7. К определению пускового момента асинхронного двигателя с емкостью в цепи статора.

Емкость C_p, необходимая для режима нагрузки двигателя, включаемого по схеме 1, определяется в виде:

$$C_{\mathrm{p}} = \frac{1}{2\pi f x_{\mathrm{KOH}}} = \frac{1}{2\pi f x_{\mathrm{K}} x_{\mathrm{c}}}.$$

При этом, как показывает подробный анализ, параметр

$$x_c \approx \frac{2x_{s1}}{x'_{s2}} \frac{1+\rho_1^2}{1+0.58 \rho_1},$$

где $\rho_1 = r_1/x_{s1}$, x_{s2} , x_{s2} — индуктивные сопротивления рассеяния обмоток двигателя.

§ 34-4. Однофазный асинхронный двигатель

Для работы на однофазном токе выпускаются асинхронные двигатели в однофазном исполнении; обычно это машины малой мощности.

Однофазный двигатель имеет на статоре рабочую обмотку и вспомогательную обмотку, включаемую на период пуска машины. Обмотка





Рис. 34-8. Схема однофазного асинхронного двигателя.

1 — рабочая обмотка статора; 2 вспомогательная обмотка статора; 3 — емкость; 4 ротор. ротора — короткозамкнутая клетка (рис. 34-8). Емкость в цепи вспомогательной обмотки обусловливает фазовый сдвиг токов в обмотках статора и позволяет получить вращающееся магнитное поле в двигателе.

Получили распространение также однофазные двигатели с постоянно включенной вспомогательной обмоткой и емкостью; их называют конденсаторными двигателями.

Однофазный двигатель, работающий при нагрузке с одной обмоткой на статоре, ничем не отличается от трехфазного двигателя с отключенной фазной обмоткой (§ 34-2). Действительно, в однофазном двигателе обмотка статора занимает 2/3 полюсного деления (гл. 2). Но точно такое же расположение имеют две фазные обмотки трехфазного статора, соединенные последовательно по схеме рис. 34-2. Ток в пазах сравниваемых обмоток распределен одинаково.

Таким образом, все исследование, проведенное в § 34-2 для трехфазного двигателя с отключенной фазой, справедливо и для однофазного двигателя. Следует лишь иметь в виду, что фазные обмотки трехфазной машины, заменяю-

щей машину однофазную, должны иметь число витков в два раза меньше, чем обмотка статора реальной однофазной машины. Поэтому параметры эквивалентной трехфазной машины должны быть определены с учетом этого обстоятельства. Например, активное сопротивление фазы статора эквивалентной трехфазной машины в два раза меньше сопротивления обмотки статора реальной однофазной машины.

При включении на статоре однофазного двигателя только одной рабочей обмотки, как отмечалось выше, электромагнитный момент у неподвижной машины равен нулю. При вращении машины в любую сторону появляется момент, определяемый механической характеристикой рис. 34-5. Поэтому такой однофазный двигатель не может иметь режима электромагнитного тормоза. Генераторный режим получается обычным образом при s < 0.

Характерной особенностью однофазного двигателя, работающего при отключенной вспомогательной обмотке на статоре, является зависимость величины максимального электромагнитного момента от активного сопротивления обмотки ротора r'_2 ; это можно видеть из выражений (34-24) и (34-26). Максимум электромагнитного момента от токов прямой последовательности несколько уменьшается с увеличением r'_2 и смещается, как и в нормальном трехфазном двигателе, в сторону больших скольжений, т. е. в область, где момент от токов обратной последовательности $M_{\rm 2M2}$ составляет более значительную долю от момента $M_{\rm 2M1}$ [см. (34-26)]. В итоге результирующий максимальный момент уменьшается.

Коэффициент мощности у однофазного двигателя ниже, чем у трехфазного, так как ток холостого хода у первого примерно в $\sqrt{3}$ раз больше, чем у второго. Это соотношение следует из (34-27) для малых значений скольжения.

§ 34-5. Асинхронный двигатель с дополнительными несимметричными сопротивлениями в цепи ротора

Рассмотрим условия работы трехфазного асинхронного двигателя, в фазные цепи ротора которого включены неодинаковые статические сопротивления Z'_a , Z'_b , Z'_c (рис. 34-9). Штрихи над символом Z показывают, что сопротивления приведены к обмотке статора. Как следует из приведенной схемы, ток нулевой последовательности протекать в обмотках

двигателя не может. Поэтому несимметричные токи будут содержать только прямую и обратную последовательности. Будем считать, что фазные напряжения сети симметричны, т. е. представляют прямую последовательность \dot{U}_{11} .

Физическая картина явлений для подобного случая, но при крайней несимметрии в роторе — наличии на роторе однофазной обмотки — уже рассматривалась в § 27-4. Напомним, что токи обратной последовательности в роторе создают поле в зазоре, индуктирующее в обмотках статора э. д. с., частота которой равна $f_1(1 - 2s)$.

Для аналитического исследования задачи составим уравнения напряжений цепей асинхронного двигателя.

Система напряжений $\dot{U}_{2a}' = \dot{I}_{2a}Z_a', \ \dot{U}_{2b}' = \dot{I}_{2b}Z_b',$ $\dot{U}_{2c}' = \dot{I}_{2c}'Z_c'$ на внешних сопротивлениях, представляющих несимметричное устройство, содержит все последовательности: $\dot{U}_{20}', \ \dot{U}_{21}', \ \dot{U}_{22}'$, которые вычисляются по (32-19) — (32-21):

$$\dot{U}_{20}' = \dot{I}_{21}'\xi_2 + \dot{I}_{22}'\xi_1, \qquad (34-33)$$

$$\dot{U}_{21}' = \dot{I}_{21}' \xi_0 + \dot{I}_{22}' \xi_2, \qquad (34-34)$$

$$\dot{U}_{22} = \dot{I}_{21} \xi_1 + \dot{I}_{22} \xi_0, \qquad (34-35)$$



Рис. 34-9. Схема соединения обмоток двигателя при наличии несимметричных сопротивлений в цепи ротора.

1 - статор; 2 - ротор.

где \dot{I}_{21} , \dot{I}_{22} — прямая и обратная последовательности тока ротора двигателя. Здесь независимыми уравнениями являются уравнения (34-34) и (34-35), а по (34-33) находится напряжение \dot{U}_{20} после того, как определены токи ротора двигателя.

Обозначая фазные напряжения ротора $\dot{U}'_{\rm pa}$, $\dot{U}'_{\rm pb}$, $\dot{U}'_{\rm pc}$, получаем для контуров ротора (см. рис. 34-9) уравнения напряжения в виде:

$$\dot{U}'_{pa} - \dot{U}'_{2a} - (\dot{U}'_{pb} - \dot{U}'_{2b}) = 0,$$

$$\dot{U}'_{pa} - \dot{U}'_{2a} - (\dot{U}'_{pc} - \dot{U}'_{2c}) = 0.$$

Складывая эти уравнения и принимая во внимание, что для симметричного устройства $\dot{U}'_{pa} + \dot{U}'_{pb} + \dot{U}'_{pc} = 0$, поскольку $I_0 = 0$, находим:

$$\dot{U}'_{pa} - \dot{U}'_{2a} + \frac{1}{3} \left(\dot{U}'_{2a} + \dot{U}'_{2b} + \dot{U}'_{2c} \right) = \dot{U}'_{pa} - \dot{U}'_{2a} + \dot{U}'_{20} = 0.$$
(34-36)

Но напряжение $\dot{U}_{2a} = \dot{U}_{20}' + \dot{U}_{21}' + \dot{U}_{22}'$, поэтому (34-36) принимает вид: $\dot{U}_{pa} = \dot{U}_{21}' + \dot{U}_{22}'$. (34-37)

Аналогичные выражения нетрудно получить и для других фазных напряжений ротора двигателя: они равны сумме прямой и обратной последовательностей соответствующей фазной цепи.

Напряжение ротора как симметричного устройства может содержать только прямую (\dot{U}'_{p1}) и обратную (\dot{U}'_{p2}) последовательности. Таким образом, окончательные соотношения для напряжений ротора вместо (34-37) получают вид:

$$\dot{U}_{\rm p1}^{\prime} = \dot{U}_{\rm 21}^{\prime},$$
 (34-38)

$$\dot{U}'_{p_2} = \dot{U}'_{22}.$$
 (34-39)

Уравнения напряжения прямой последовательности для асинхронного двигателя уже записывались в § 15-5. В рассматриваемом случае нужно только учесть, что напряжение прямой последовательности на зажимах обмотки ротора не равно нулю.

Для статора и ротора с учетом (34-38) будем иметь:

$$\dot{U}_{11} = -E_{11} + \dot{I}_{11} (r_1 + jx_{s1}), \qquad (34-40)$$

$$\dot{U}_{p1}' = \dot{U}_{21}' = \dot{E}_{21}'s - \dot{I}_{21}'(r_2' + jx_{s2}'s), \qquad (34-41)$$

где $\dot{E}_{11} = \dot{E}_{21}' - \mathfrak{d}$. д. с., индуктируемая потоком прямой последовательности в первичной и приведенной вторичной обмотках при частоте f_1 ; она равна $\dot{E}_{11} = \dot{E}_{21}' = -\dot{I}_{\mu 1} Z_{\mu}$, причем намагничивающий ток прямой последовательности $\dot{I}_{\mu 1} = \dot{I}_{11} + \dot{I}_{21}'$.



Рис. 34-10. Схема замещения асинхронного двигателя с несимметричными сопротивлениями в роторе для прямой (a) и обратной (б) последовательностей.

После деления уравнения (34-41) на s, что обозначает приведение вторичной обмотки с реальной частотой f_1s к частоте статора f_1 , получим:

$$\frac{\dot{U}'_{21}}{s} = \dot{E}'_{21} - \dot{I}'_{21} \left(\frac{r'_{2}}{s} + jx'_{s2}\right). \tag{34-42}$$

Уравнениям (34-40) и (34-42) соответствует схема замещения прямой последовательности, представленная на рис. 34-10, *а*. При составлении уравнений напряжения двигателя для обратной последовательности следует иметь в виду, что на зажимах обмотки статора оно равно нулю и частота его в статоре равна $f_1(1 - 2s)$, а в роторе, как и для прямой последовательности, f_1s .

Таким образом, уравнения для статора и ротора с учетом (34-39) принимают вид:

$$0 = -\dot{E}_{12} (1 - 2s) + \dot{I}_{12} [r_1 + jx_{s_1} (1 - 2s)], \qquad (34-43)$$

$$U'_{2^{2}} = U'_{2^{2}} = E'_{2^{2}}s - I'_{2^{2}}(r'_{2} + jx'_{s^{2}}s), \qquad (34-44)$$

где $\dot{E}_{12} = E_{22}' - \mathfrak{d}$. д. с., индуктируемая потоком обратной последовательности в первичной и приведенной вторичной обмотках при частоте f_1 ; она равна $\dot{E}_{12} = \dot{E}_{22}' = -\dot{I}_{\mu 2} Z_{\mu}$, причем намагничивающий ток обратной последовательности $\dot{I}_{2\mu} = \dot{I}_{12} + \dot{I}_{22}'$.

Приведем обмотки двигателя к одной и той же частоте f₁. Для этого (34-43) и (34-44) нужно разделить соответственно на 1 — 2s и s; тогда получим:

$$0 = -E_{12} + I_{12} \left(\frac{r_1}{1 - 2s} + j x_{s1} \right), \qquad (34-45)$$

$$\frac{U'_{22}}{s} = \dot{E'_{22}} - \dot{I'_{22}} \left(\frac{r'_{3}}{s} + jx'_{s2}\right). \tag{34-46}$$

По уравнениям (34-45), (34-46) нетрудно построить схему замещения для обратной последовательности, которая представлена на рис. 34-10, б.

При заданных величинах сопротивлений Z'_a , Z'_b , Z'_c и напряжения \dot{U}_{11} по уравнениям (34-40), (34-42), (34-45), (34-46), в которые следует подставить (34-34), (34-35), определяются симметричные составляющие токов статора и ротора, а по ним — напряжения \dot{U}'_{21} , \dot{U}'_{22} и фазные токи и напряжения.

Электромагнитный момент двигателя находится по выражению (34-8), при этом в относительных единицах $M_{\text{эм1}} = P_{\text{эм1}}, M_{\text{эм2}} = P_{\text{эм2}}.$ В соответствии с общим выражанием (32-28) при пренебрежении по-

В соответствии с общим выражанием (32-28) при пренебрежении потерями в сердечнике средние значения электромагнитной мощности для прямой (P_{3M1}) и обратной — (P_{3M2}) последовательностей в принятых здесь обозначениях равны:

$$P_{\rm aw1} = U_{11}I_{11}\cos\varphi_1 - p_{\rm w1}, \qquad (34-47)$$

$$P_{_{\rm 3M2}} = U_{12}I_{12}\cos\varphi_2 - p_{_{\rm M2}},\tag{34-48}$$

где $p_{\rm M1}, p_{\rm M2}$ — потери в активном сопротивлении обмотки статора на схемах прямой и обратной последовательностей.

В рассматриваемом случае, как видно из схем рис. 34-10, $U_{12} = 0$;

$$p_{M1} = I_{11}^2 r_1; \ p_{M2} = I_{12}^2 \frac{r_1}{1 - 2s};$$

поэтому на основании (34-47), (34-48) будем иметь:

$$M_{_{\partial M1}} = P_{_{\partial M1}} = I_{_{21}}^{'^2} \frac{r_{_2}^{'}}{s} + \operatorname{Re}\left(\frac{\dot{U}_{_{21}}^{'}}{s}I_{_{21}}^{*}\right), \qquad (34-49)$$

$$M_{_{\rm PM2}} = P_{_{\rm PM2}} = -p_{_{\rm M2}} = -I_{_{12}}^{_2} \frac{r_1}{1-2s}.$$
(34-50)

Рассмотрим частный случай несимметрии в роторе, когда $Z_b = Z_c = 0$ и $Z_a = \infty$. Этот случай имеет практическое значение, так как он соответствует режиму при асинхронном пуске синхронного двигателя (§ 27-4).

Действительно, при указанных значениях сопротивлений ротор становится по существу однофазным, ибо две фазные обмотки оказываются включенными последовательно. Для этого случая в общих выражениях, полученных выше, следует положить $\xi_0 = \xi_1 = \xi_2 = \infty$. При одинаковых ξ , как видно из (34-34), (34-35),

$$\dot{U}_{21}' = \dot{U}_{22}'.$$
 (34-51)

Этот же результат получается также, если непосредственно рассмотреть фазные напряжения ротора при разомкнутой фазе *a* и короткозамкнутых фазах *b* и *c*. Для подобного состояния фазных обмоток ($\dot{I}_{2a} = 0$; $\dot{I}_{2b} =$





Рис. 34-11. Схемы замещения асинхронного двигателя с однофазным ротором; *а* — точная; *б* — приближенная. Потери в сердечнике не учитываются.

 $I_{2c} = -I_{2c}$) прямая и обратная последовательности тока равны и противоположны по знаку:

$$\dot{I}_{21}' = - \dot{I}_{22}'. \tag{34-52}$$

В силу соотношения (34-52), уравнениями (34-34), (34-35) для определения напряжений $\dot{U}_{21}^{'}$, $\dot{U}_{22}^{'}$ пользоваться нельзя, так как в них получается неопределенность вида $0 \cdot \infty$. По этой же причине не следует вычислять $M_{\rm 3M1}$ непосредственно по (34-49), куда входит напряжение $\dot{U}_{21}^{'}$.

Проще всего режим рассчитывается с помощью схемы замещения. На основании (34-51) и (34-52) схемы рис. 34-10 объединяются в одну, представленную на рис. 34-11, *а*. Последняя может быть заменена приближенной схемой, показанной на рис. 34-11, *б*, на которой

$$r_{\theta} = \frac{r_{1}x_{\mu}^{\theta}}{(1-2s)\left[\left(\frac{r_{1}}{1-2s}\right)^{2} + (x_{\mu} + x_{s1})^{2}\right]}, \qquad x_{\theta} = x_{\mu}\frac{\left(\frac{r_{1}}{1-2s}\right)^{2} + (x_{\mu} + x_{s1})x_{s1}}{\left(\frac{r_{1}}{1-2s}\right)^{2} + (x_{\mu} + x_{s1})^{2}}$$

Сравнивая выражение (34-49) и схему рис. 34-11, б, видим, что

$$M_{_{\rm PM1}} = I_{_{21}}^{^{2}} \left(2 \, \frac{r_{_{2}}}{s} + r_{_{\rm P}} \right). \tag{34-53}$$

Электромагнитный момент от токов обратной последовательности с учетом схемы рис. 34-11, б равен

$$M_{_{\rm 3M2}} = -I_{12}^2 \frac{r_1}{1-2s} = -I_{21}^{\prime^2} r_3. \tag{34-54}$$

Ток І21 вычисляется по приближенной схеме в виде:

$$I'_{21} = \frac{U_{11}}{\sqrt{\left(r_1 + 2\frac{r'_2}{s} + r_9\right)^2 + (x_{s1} + 2x'_{s2} + x_9)^2}}.$$
(34-55)

Расчет токов и момента по полученным формулам дает результаты, которые полностью согласуются с физическими представлениями, изложенными в § 27-4 (в частности, направление момента $M_{\text{ЭМ2}}$ при s > 0,5 и s < 0,5, а также провал в кривой момента $M_{\text{ЭМ}}$ при скольжениях, близких к 0,5).

НЕСИММЕТРИЧНЫЕ РЕЖИМЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

§ 35-1. Условия работы синхронного генератора в несимметричном режиме

В практике эксплуатации синхронных генераторов возможны более или менее продолжительные несимметричные режимы работы. Если иметь в виду внешнюю несимметрию, то она может возникнуть в следующих случаях: 1) несимметричная нагрузка (например, однофазные электрические печи); 2) несимметрия при авариях (например, обрыв фазы в линии передачи, выключателях, трансформаторах), продолжительность которой может быть длительной $(1-2 \ u)$; кратковременный аварийный режим возникает при несимметричных коротких замыканиях в цепи статора генератора; 3) специальные несимметричные режимы (открытый треугольник в трансформаторной группе, передача по двум фазным проводам с использованием «земли» в качестве третьего провода).

Несимметрия цепи статора синхронного генератора сопровождается появлением тока обратной последовательности. Как отмечалось выше, это приводит, с одной стороны, к увеличению потерь в обмотке статора, а с другой, — к образованию в зазоре машины магнитного поля обратной последовательности, первая гармоническая которого вращается относительно ротора с двойной синхронной скоростью. В результате в обмотках ротора и в поверхностном слое тела ротора индуктируются значительные токи и выделяются большие потери, которые могут существенно увеличить температуру активных частей ротора. Но не только это представляет опасность для синхронного генератора. Возникают еще нежелательные явления механического характера вследствие того, что при наличии обратной последовательности тока в статоре электромагнитная мощность и электромагнитный момент машины не остаются постоянными.

Как видно из (32-27), на среднее значение электромагнитной мощности (момента) накладывается периодически меняющая знак составляющая; частота ее в два раза больше частоты электрической сети. При стандартной частоте 50 гц в несимметричном режиме электромагнитный момент, следовательно, содержит знакопеременную составляющую, изменяющуюся с частотой 100 гц. Она воздействует на сердечник и корпус статора, увеличивая их вибрацию.

На основании изложенного выше можно считать, что предельно допустимую нагрузку синхронного генератора при

несимметричных режимах следует определять, исходя из следующих условий: 1) температуры отдельных частей ротора не должны превосходить допустимых значений; 2) ток статора в наиболее нагруженной фазе не должен превышать номинального значения; 3) механические вибрации отдельных частей машины не должны выходить за пределы допустимых.

Поскольку нагрев ротора, обусловленный потерями от обратного поля, зависит от конструкции ротора, а вибрация машины зависит не только от величины переменной составляющей электромагнитного момента, но и от конструкции машины, качества сварки и монтажа, допустимая нагрузка при несимметрии должна для машин большой мощности определяться индивидуально.

Следует отметить, что вопрос о допустимой несимметричной нагрузке синхронного генератора еще требует серьезного исследования. Существующие же нормы устанавливают предельную несимметрию исходя из максимально допустимой разницы в фазных токах, которая составляет 10% от $I_{\rm H}$ для турбогенераторов и 20% от $I_{\rm H}$ для гидрогенераторов, при условии, что во всех фазах $I \ll I_{\rm H}$.

Конструкция ротора имеет первостепенное значение для определения реальной допустимой нагрузки генератора в условиях несимметрии. В неявнополюсной машине (турбогенератор) ротор представляет сплошное ферромагнитное тело. Поэтому дополнительные потери, обусловленные полем обратной последовательности, будут значительными. Основная их часть выделяется в поверхностном слое ротора. Особенно сильно при этом нагреваются торцевые части ротора. Как показывает опыт, отношение потерь в роторе $p_{\rm p2H}$ от тока обратной последовательности, равного по величине номинальному току статора, и потерь $p_{\rm B.H}$ в обмотке возбуждения генератора при номинальном симметричном режиме в турбогенераторах в среднем равно $p_{\rm p2H}/p_{\rm B.H} \approx 16 \div 18$. Эти данные относятся к турбогенераторам, у которых применена обычная (нефорсированная) система охлаждения ротора. У отдельных таких машин $p_{\rm p2H}/p_{\rm B.H}$ доходит до 10 или до 30.

Для предотвращения местных нагревов в торцевых частях роторов мощных турбогенераторов устанавливаются специальные короткозамыкающие медные кольца, по которым должны замыкаться вихревые токи, индуктируемые в поверхностном слое ротора.

При длительной работе в несимметричном режиме за счет нагрева сердечника ротора увеличивается температура обмотки возбуждения. Так, дополнительный подогрев ее в турбогенераторе типа T2-6-2 мощностью 6000 квт, по опытным данным, пропорционален I_2^3 и при $I_2 = 0,2$ составляет 15° С.

В неявнополюсном генераторе знакопеременная составляющая момента, изменяющаяся с двойной частотой, выражена не очень сильно, так как она пропорциональна разности сверхпереходных сопротивлений $(x_d^r - x_q^r)$, а в машине неявнополюсного типа эта разность мала.

В явнополюсной машине добавочные потери в роторе, вызванные обратным полем, из-за менее благоприятных условий для их развития не так значительны, как в машине неявнополюсной. Так, для гидрогенераторов без успокоительной обмотки опыт дает $p_{\rm p2H}/p_{\rm B,H} \approx 3 \div 6$, и только при наличии массивных полюсов это отношение доходит до 10-12. В силу своей конструкции обмотка возбуждения явнополюсного генератора подогревается дополнительными потерями в роторе гораздо меньше, чем в неявнополюсном генераторе.

В отношении знакопеременной составляющей момента явнополюсный тип машины находится в более тяжелых условиях, чем неявнополюсный, как имеющий большую разность параметров $x_d^r - x_q^r$.

При кратковременных несимметричных режимах турбогенераторов, например при внезапных несимметричных коротких замыканиях, когда обратная последовательность тока может быть значительной, следует ориентироваться на максимально возможную, с точки зрения допустимого нагрева ротора, продолжительность режима t_n , определяемую из соотношения: $I_2^s t_n < 30$. Для современных машин весьма большой мощности с форсированным охлаждением (200—300 *Мвт* и выше) термическая устойчивость ротора обеспечивается при $I_2^s t_n < 8$.

Отметим, что при исследовании несимметричных режимов синхронных генераторов большое значение имеет не только определение нагрева активных частей и вибрации машины, но и оценка влияния неизбежно появляющихся высших гармонических тока в цепи статора на линии связи и возможности резонансных явлений. Последние возможны, если в цепи статора генератора имеется емкость, хотя бы и в неявном виде (кабельная линия, воздушная линия значительной протяженности).

§ 35-2. Несимметричные установившиеся короткие замыкания синхронного генератора

Несимметричные установившиеся короткие замыкания являются не только предельными несимметричными режимами синхронного генератора, но и могут служить для опытного определения его параметров. Ранее отмечалось, что синхропная машина не является, строго говоря, симметричным устройством. Поэтому в несимметричных режимах токи и напряжения машины содержат высшие гармонические. Однако для определения первой гармонической токов и напряжений в фазных цепях статора можно



Рис. 35-1. Схемы несимметричных коротких замыканий: *а* — двухфазное; *б* — двухфазное на нейтраль; *в* — однофазное.

воспользоваться методом симметричных составляющих, считая машину симметричным устройством.

Рассмотрим установившиеся несимметричные короткие замыкания непосредственно на зажимах обмотки статора генератора (рис. 35-1), обладающего сопротивлениями для токов различных последовательностей Z_0, Z_1, Z_2 . С этой целью воспользуемся общими уравнениями напряжения (32-22) — (32-24), которые для данного случая несколько упрощаются. Во-первых, в них следует положить $\Delta U_0 = \Delta U_1 = \Delta U_2 = 0$, так как в цепи статора генератора отсутствуют какие-либо внешние сопротивления. Во-вторых, необходимо считать, что $\vec{E_0} = \vec{E_2} = 0$, поскольку поток возбуждения синхронного генератора индуктирует в симметричных обмотках якоря только э. д. с. прямой последовательности $\vec{E_1}$. (При рассмотрении установившихся симметричных режимов синхронной машины э. д. с. от потока возбуждения — она же и э. д. с. прямой последовательной последовательности — обозначалась E_0 . Здесь таким символом обозначена э. д. с. нулевой последовательности.) Поэтому для рассматриваемого случая уравнения (32-22) — (32-24) принимают вид:

$$\dot{U}_0 = -\dot{I}_0 Z_0,$$
 (35-4)

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_1 - \dot{I}_1 Z_1,$$
 (35-2)

$$\dot{U}_2 = -\dot{I}_2 Z_2,$$
 (35-3)

где \dot{U}_0 , \dot{U}_1 , \dot{U}_2 — симметричные составляющие фазных напряжений на зажимах статора генератора.

К уравнениям (35-1) — (35-3) необходимо добавить уравнения (32-1) — (32-12) и три граничных условия, определяемых характером конкретной задачи (§ 32-1).
а) ДВУХФАЗНОЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ

Схема обмоток якоря генератора при двухфазном коротком замыкании представлена на рис. 35-1, *а*. Из нее следуют граничные условия задачи:

$$\left. \begin{array}{c} I_a = 0, \\ \dot{I}_b = -\dot{I}_c, \end{array} \right\}$$

$$(35-4)$$

$$\dot{U}_b - \dot{U}_c = 0. \tag{35-5}$$

Определим сперва симметричные составляющие фазных токов и напряжений. Нулевая последовательность тока I_0 , вычисляемая по (32-4), равна нулю ввиду соотношений (35-4).

Обозначая ток в фазе b — ток короткого замыкания — через $\dot{I}_{\kappa 2}$, получим из (32-5), (32-6) с учетом (35-4):

$$\dot{I}_{1} = \frac{1}{3} \dot{I}_{b} \left(a - a^{2} \right) = j \frac{\dot{I}_{K2}}{\sqrt{3}}, \qquad (35-6)$$

$$\dot{I}_{2} = \frac{1}{3} \dot{I}_{b} (a^{2} - a) = -\dot{I}_{1} = -j \frac{\dot{I}_{K2}}{\sqrt{3}}.$$
(35-7)

Для симметричных составляющих напряжения из (35-1), (32-11), (32-12), (35-5) будем иметь:

$$\dot{U}_0 = 0,$$
 (35-8)

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \frac{1}{3} \left[\dot{U}_a + \dot{U}_b \left(a + a^2 \right) \right] = \frac{1}{3} \left(\dot{U}_a - \dot{U}_b \right). \tag{35-9}$$

Далее, вычитая из (35-2) уравнение (35-3) и принимая во внимание соотношения (35-7) и (35-9), находим:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{E}_1}{Z_1 + Z_2}$$
,

или при пренебрежении активными сопротивлениями прямой и обратной последовательностей ($r_1 = r_2 = 0$):

$$\dot{I_1}\approx \frac{E_1}{j(x_1+x_2)}.$$

Полученное выражение показывает, что комплекс тока \dot{I}_1 сдвинут по фазе относительно комплекса $\dot{E_1}$ на 90° и, следовательно, на диаграмме должен располагаться вдоль продольной оси машины. Это значит, что ток \dot{I}_1 является продольным, и потому в качестве сопротивления x_1 должно рассматриваться синхронное сопротивление по продольной оси x_d . Таким образом, окончательно

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{E}_1}{i (x_d + x_2)}.$$
(35-10)

Ток короткого замыкания \vec{I}_{κ^2} определяется из (35-6) и (35-10):

$$\dot{I}_{\kappa 2} = -\frac{\sqrt{3} \dot{E}_1}{x_d + x_2}.$$
(35-11)

Напряжение обратной последовательности на основании (35-3), (35-7) и (35-10) при $r_2 = 0$ равно

$$\dot{U}_2 = \frac{x_2}{x_d + x_2} \dot{E}_1. \tag{35-12}$$

Фазные напряжения в соответствии с (32-7) — (32-9) и соотношениями (35-8), (35-9) равны:

$$\dot{U}_a = 2\dot{U}_2,$$
 (35-13)

$$\dot{U}_b = \dot{U}_c = -U_2.$$
 (35-14)

Отсюда следует, что напряжение между «свободной» фазой (фаза *a*) и одной из короткозамкнутых фаз

$$\dot{U}_{ba} = \dot{U}_{a} - \dot{U}_{b} = 3\dot{U}_{2}.$$
 (35-15)

На рис. 35-2 приведена векторная диаграмма генератора при двухфазном коротком замыкании, построенная по полученным выражениям для токов и напряжений.

Опыт двухфазного короткого замыкания синхронного генератора используется для экспериментального определения параметра x_2 . Полагая $z_2 \approx x_2$, получаем из (35-3):

$$x_2 = \frac{U_2}{I_2}.$$

Поскольку из (35-7) $I_2 = I_{\kappa 2}/\sqrt{3}$, а U_2 связано с напряжениями на ста-





торе соотношениями (35-13) — (35-15), сопротивление

$$x_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{U_a}{I_{\kappa_2}} = \sqrt{3} \frac{U_b}{I_{\kappa_2}} = \frac{U_{ba}}{\sqrt{3} I_{\kappa_2}}.$$
 (35-16)

Таким образом, измеряя в опыте ток I_{κ^2} и одно из напряжений на статоре, можно по (35-16) вычислить индуктивное сопротивление обратной последовательности синхронной машины.

Ввиду искажающего влияния высших гармонических в кривых напряжения и тока три соотношения в (35-16) дают неодинаковые значения x_2 .

6) ДВУХФАЗНОЕ НА НЕЙТРАЛЬ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ

Схема подобного короткого замыкания приведена на рис. 35-1, *б*. Граничные условия для него:

$$\dot{I}_a = 0,$$
 (35-17)

$$\dot{U}_{b} = 0,$$
 (35-18)

$$\dot{U}_c = 0.$$
 (35-19)

С их помощью по выражениям (32-1), (32-10) — (32-12) нетрудно установить, что

$$\dot{I}_0 + \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = 0,$$
 (35-20)

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \frac{1}{3} \dot{U}_a.$$
 (35-21)

Деля уравнения (35-1) — (35-3) соответственно на сопротивления Z_0 , Z_1 Z_2 , складывая их и используя (35-20), (35-21), получаем:

$$\dot{U}_1\left(\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}\right) = \frac{\dot{E}_1}{Z_1}.$$
 (35-22)

Если подставить сюда $\dot{U_1}$ из (35-2), то получается уравнение, из которого определяется прямая последовательность тока:

$$\dot{I}_{1} = \frac{\dot{E}_{1}}{Z_{1} + \frac{Z_{0}Z_{2}}{Z_{0} + Z_{2}}}$$
(35-23)

Ток обратной последовательности с учетом (35-21) — (35-23) равен

$$\dot{I}_2 = -\frac{\dot{U}_2}{Z_2} = -\frac{\dot{U}_1}{Z_2} = -\dot{I}_1 \frac{Z_0}{Z_0 + Z_2}, \qquad (35-24)$$

а ток нулевой последовательности из (35-20) и (35-24)

$$\dot{I}_0 = -(\dot{I}_1 + \dot{I}_2) = -\dot{I}_1 \frac{Z_2}{Z_0 + Z_2}.$$
 (35-25)

Прямая последовательность напряжения \dot{U}_1 находится из (35-22), а вместе с ней оказываются определенными и остальные последовательности, как это видно из (35-21). Далее по общим выражениям нетрудно найти фазные токи и напряжение «свободной» фазы \dot{U}_a .

Ток в нейтральном проводе $\dot{I}_{\kappa 20}$, представляющий сумму токов $\dot{I}_b + \dot{I}_c$, вместе с тем равен $3\dot{I}_0$. Напряжение «свободной» фазы \dot{U}_a в соответствии с (35-21) равно $3\dot{U}_0$. Таким образом, измеряя в опыте двухфазного на нейтраль короткого замыкания ток $I_{\kappa 20}$ и напряжение U_a , получаем возможность найти сопротивление нулевой последовательности:

$$x_0 \approx z_0 = \frac{U_0}{I_0} = \frac{U_a}{I_{R20}}.$$
 (35-26)

в) ОДНОФАЗНОЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ

Как видно из схемы такого короткого замыкания, представленной на рис. 35-1, в, граничные условия задачи:

$$\dot{U}_{a} = 0,$$
 (35-27)

$$\dot{I}_b = 0,$$
 (35-28)

$$\dot{I}_c = 0.$$
 (35-29)

Они идентичны условиям (35-17) — (35-19), если в последних заменить символ тока символом напряжения и наоборот. Поэтому в рассматриваемом случае вместо соотношений (35-20), (35-21) будем иметь:

$$\dot{U}_0 + \dot{U}_1 + \dot{U}_2 = 0,$$
 (35-30)

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \frac{1}{3} I_a. \tag{35-31}$$

Используя эти выражения, получим в результате сложения уравнений (35-1) — (35-2):

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_1}{Z_0 + Z_1 + Z_2}.$$
 (35-32)

Ток короткого замыкания — обозначим его $I_{\kappa 1}$ — это ток I_a , он равен [см. (35-31) и (35-32)]:

$$\dot{I}_{\kappa_1} = \frac{3\dot{E}_1}{Z_0 + Z_1 + Z_2}.$$
(35-33)

Симметричные составляющие напряжения можно найти по (35-1), (35-3) и (35-30) с помощью (35-32):

$$\dot{U}_0 = -\dot{E_1} \frac{Z_0}{Z_0 + Z_1 + Z_2},\tag{35-34}$$

$$\dot{U}_2 = -\dot{E}_1 \frac{Z_2}{Z_0 + Z_1 + Z_2},\tag{35-35}$$

$$\dot{U}_1 = -(\dot{U}_0 + \dot{U}_2) = \dot{E}_1 \frac{Z_0 + Z_2}{Z_0 + Z_1 + Z_2}.$$
 (35-36)

Далее по общим выражениям (32-8), (32-9) нетрудно получить фазные напряжения \dot{U}_b и \dot{U}_c .

§ 35-3. Опытное определение параметров Z₀ и Z₂

Опытное значение сопротивления нулевой последовательности Z_0 может быть найдено двумя методами. Первый из них, являющийся предпочтительным, применим не только для синхронных, но и для асинхронных машин, а также для трансформаторов. Согласно этому методу на машине воспроизводятся условия протекания токов нулевой последовательности. Поскольку ток \dot{I}_0 совпадает по фазе во всех фазных обмотках, для этого достаточно их соединить последовательно (предполагается, что нейтральная точка обмотки доступна) и подать на схему однофазное напряжение U (рис. 35-3). При этом ротор асинхронной или синхронной машины следует вращать с номинальной скоростью, а его обмотки должны быть короткозамкнутыми. (Ток нулевой последовательности не создает в зазоре поля первой гармонической, но высшие гармонические могут возникнуть и будут электромагнитно связаны с обмотками ротора). В трансформаторе вторичные обмотки соединяются по своей нормальной схеме. Ток I, протекающий в схеме, аналогичен по своему характеру току

нулевой последовательности, возникающему в машине в несимметричных режимах. Поэтому, учитывая последовательное соединение фазных обмоток в опыте, находим сопротивления в виде:

$$z_0 = \frac{U}{3I}, r_0 = \frac{P}{3I^2}, x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}.$$
 (35-37)

Если в схему включить прибор, измерающий реактивную мощность Q, то

$$x_0 = \frac{Q}{3I^2}.$$



Рис. 35-3. Схема для опытного определения параметров нулевой последовательности.



Рис. 35-4. Схемы для опытного определения параметров нулевой (а) и обратной (б) последовательностей синхронной машины.

Второй метод определения сопротивления Z_0 пригоден для синхронных машин и основан на соотношениях, имеющих место в режиме установившегося двухфазного на нейтраль короткого замыкания синхронного генератора (35-26). По показаниям приборов, включенных по схеме рис. 35-4, a, можно вычислить:

$$r_0 = \frac{P}{I_{\rm K20}^2}, \quad x_0 = \frac{Q}{I_{\rm K20}^2}, \quad (35-38)$$

где $P = U_a I_{\kappa^{20}} \cos \varphi_0; \quad Q = U_a I_{\kappa^{20}} \sin \varphi_0; \quad \varphi_0 - \text{ угол сдвига}$ между напряжением \dot{U}_a и током $\dot{I}_{\kappa^{20}}$.

В тех случаях, когда напряжение и ток содержат значитель-

ные по величине высшие гармонические, вместо приведенных выше формул следует применять расчетные выражения:

$$r_0 = U_a^2 \frac{P}{P^2 + Q^2}, \quad x_0 = U_a^2 \frac{Q}{P^2 + Q^2}.$$

Сопротивление обратной последовательности $Z_2 = r_2 + jx_2$ наиболее просто и надежно определяется с помощью опыта установившегося двухфазного короткого замыкания генератора (§ 35-2).

Как следует из (35-7) и (35-15),

$$Z_{2} = \frac{\dot{U}_{2}}{\dot{I}_{2}} = \frac{j\dot{U}_{ba}}{\sqrt{3}} = \frac{j\dot{U}_{ba}\hat{I}_{K2}}{\sqrt{3}} = \frac{U_{ba}I_{K2}}{\sqrt{3}} = \frac{U_{ba}I_{K2}}{\sqrt{3}} (\sin\varphi_{2} + j\cos\varphi_{2}),$$

где φ_2 — угол сдвига между векторами \dot{U}_{ba} и $\dot{I}_{\kappa 2}$; следовательно,

$$r_2 = \frac{Q}{\sqrt{3} \ I_{R2}^2}, \quad x_2 = \frac{P}{\sqrt{3} \ I_{R2}^2}, \quad (35-39)$$

где $Q = U_{ba}I_{\kappa^2} \sin \varphi_2$, $P = U_{ba}I_{\kappa^2} \cos \varphi_2$ — реактивная и активная мощности, измеренные приборами на схеме рис. 35-4, *б*.

При необходимости учета высших гармонических в кривых тока и напряжения параметры обратной последовательности следует вычислять по формулам:

$$r_{2} = \frac{U_{ba}^{*}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{Q}{P^{2} + Q^{2}}, \quad x_{2} = \frac{U_{ba}^{*}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{P}{P^{2} + Q^{2}}.$$

Второй метод экспериментального определения параметров r_2 , x_2 заключается в непосредственном их измерении. Для этого к статору машины подводят напряжение обратной последовательности U, а ротор с короткозамкнутыми обмотками вращают с номинальной скоростью в сторону, противоположную вращению магнитного поля в зазоре машины. Измеряя фазные значения напряжения U, тока I и мощности P, потребляемой машины, находим:

$$z_2 = \frac{U}{I}, \quad r_2 = \frac{P}{I^2}, \quad x_2 = \sqrt{z_2^2 - r_2^2}.$$
 (35-40)

Опыт производится при значительно пониженном напряжении ввиду малого значения сопротивления Z₂.

Третий метод определения параметров обратной последовательности основан на связи их со сверхпереходными сопротивлениями машины по осям d и g (§ 32-4) и сводится, следовательно, к опытному определению этих сопротивлений.

В свою очередь, сверхпереходные сопротивления машины можно найти путем обработки осциллограмм переходных процессов в синхронном генераторе — внезапного трехфазного короткого замыкания или восстановления напряжения на обмотке статора после отключения короткого замыкания, а также по данным установившегося режима неподвижной машины. Второй способ определения сверхпереходных сопротивлений рассматривается ниже.

Пусть фазные обмотки синхронной машины соединены звездой и к двум линейным зажимам подведено напряжение \dot{U} (рис. 35-5). Допустим, что обмотка возбуждения на роторе замкнута накоротко. Если бы ротор машины был симметричен, т. е. обладал одинаковыми параметрами по осям d, q (как в асинхронной машине), то для рассматриваемой схемы включения машины оказались бы справедливы результаты, полученные в § 34-2, где был исследован режим работы асинхронного двигателя при обрыве одной фазы на статоре. Ток в статоре \dot{I} определялся бы на основании (34-20), (34-21) (для принятых здесь обозначений) в виде: $\dot{I} = \dot{U}/(Z_1 +$ $+ Z_2)$, а для неподвижной машины, когда s = 1,0 и сопротивления Z_1 и Z_2 равны друг другу:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{2Z_2}.$$
 (35-41)

В синхронной машине ротор обладает различными параметрами по осям d, q. Однако если он занимает такое положение, при котором ось пульсирующего магнитного поля Φ в машине совпадает с осью d(рис. 35-5, a), то выражение (35-41) остается справедливым и для синхронной машины, но в качестве сопротивления Z_2 нужно рассматривать



Рис. 35-5. Схема для определения сверхпереходных сопротивлений синхронной машины по продольной (a) и поперечной (б) осям.

сопротивление $Z_{2d} = r_{2d} + jx_{2d}$, обычно называемое с верхпереходным сопротивлением машины по продольной оси (§ 32-4).

Аналогично для случая, когда ось пульсирующего магнитного поля совпадает с поперечной осью машины (рис. 35-5, 6), применение выражения (35-41) подразумевает замену сопротивления Z_2 с в е р х п е р е х одным с опротивлени в лением машины по поперечной о с и $Z_{2q} = r_{2q} + jx_{2q}$. Ранее отмечалось (§ 32-4), что для указанных сопротивлений применяются специальные обозначения: $Z''_{d} = r''_{d} + jx''_{d}$ и $Z''_{g} = r''_{q} + jx''_{g}$.

Таким образом, измеряя ток, напряжение и мощность в схемах рис. 35-5 при двух положениях ротора, можно определить сверхпереходные сопротивления:

$$r_{d}''(r_{q}'') = \frac{P}{2I^{2}}, \quad z_{d}''(z_{q}'') = \frac{U}{2I}, \quad x_{d}'' = \sqrt{z_{d}''^{2} - r_{d}''^{2}}, \\ x_{q}'' = \sqrt{z_{q}''^{2} - r_{q}''^{2}}.$$

$$(35-42)$$

РАЗДЕЛ ШЕСТОЙ

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

١

Мапины постоянного тока с прикладной точки зрения для энергетиков имеют значительно меньшее значение, чем машины переменного тока. Наибольший интерес для них представляют генераторы постоянного тока, применяемые в качестве источников возбуждения для синхронных машин. По этой причине шестой раздел книги имеет весьма ограниченный объем: в нем изложен лишь самый необходимый для первого представления материал.

Гл. 36 (стр. 583) содержит некоторые общие сведения, в частности об элементах конструкции машин постоянного тока.

Оцно из важнейших требований эксплуатационной надежности таких машин состоит в обеспечении нормальной работы их коллектора и щеточного аппарата как в обычных режимах, так и при перегрузках. Эта проблема кратко рассмотрена в гл. 37 (стр. 592). В ней затронуты основы коммутационного процесса машины постоянного тока, характер которого в значительной мере определяет работу коллектора и шеток, и показано, какими практическими мерами можно его видоизменять. Следует обратить внимание и на другие причины возникновения искрения на коллекторе и, в связи с этим, на ту роль, которую играст в машине компенсационная обмотка. В гл. 38 (стр. 607) для установившегося режима дан анализ рабочих свойств генераторов с встречающимися на практике схемами возбуждения. Эти свойства нужно оценивать с точки зрения развиваемого генератором напряжения при различных его нагрузках и требуемого при этом регулирования возбуждения. Рабочим свойствам двигателей отведена гл. 39 (стр. 620). Для общей оценки последних важны пусковые, рабочие и регулировочные характеристики, которыми, собственно, и определяется выбор наиболее рационального типа двигателя для заданного рабочего механизма. В гл. 40 (стр. 634) приведены лишь некоторые из машин специального назначения, представляющие интерес для энергетиков; это два вида усилителей типа амилидии и рототрол. всзбудители для турбо- и гидрогенераторов. Поскольку в современных синхронных генераторах при аварийных режимах широко применяется форсирование возбуждения, в этой главе рассмотрен соответствующий переходный процесс у возбудителей.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

§ 36-1. Основные определения и типы машин постоянного тока

В общем смысле машина постоянного тока представляет электрическую машину, предназначенную для преобразования механической энергии в электрическую энергию постоянного тока или обратно, а также для изменения количественных характеристик электрической энергии постоянного тока (преобразования величин тока и напряжения). Однако обычно под термином «м а ш и н а постоян ного тока» понимают коллекторную машину постоянного тока, т. е. машину, снабженную выпрямительным устройством — коллектором. Такой смысл указанного термина принят и в настоящей книге.

Другую разновидность машины постоянного тока, не имеющей коллектора в явном виде, называют у н и п о л я р н о й м а ш и н о й.

Подобно синхронным машинам, машины постоянного тока цо способу создания в них магнитного поля возбуждения можно разделить на: а) машины с электромагнитным возбуждением, б) магнитоэлектрические машины. В первых поле возбуждения образуется с помощью обмоток возбуждения, обтекаемых электрическим током; во вторых — с помощью постоянных магнитов. Преимущественное распространение нашли машины с электромагнитным возбуждением, которое осуществляется либо от постороннего источника (независимое возбуждение), либо от якоря самой машины (с амовозбуждение).

На рабочие свойства таких машин постоянного тока значительное влияние оказывает схема включения обмотки (или обмоток) возбуждения. В зависимости от ее вида различают машины независимого, параллельного, последовательного и смешанного возбуждения.

В схеме независимого возбуждения (см. рис. 38-2, *a*) обмотки возбуждения и якоря не имеют электрической связи. В качестве постороннего источника возбуждения — так называемого возбудителя — используются генераторы постоянного тока, электромашинные усилители, преобразовательные устройства (например, установки с ионными или полупроводниковыми выпрямителями).

Наименования схем параллельного и последовательного возбуждения (см. рис. 38-2, б, в) указывают на способ электрического соединения обмоток возбуждения и якоря. Наконец, в схеме смешанного возбуждения (см. рис. 38-2, г) преди лагается наличие двух обмоток возбуждения, одна из которых соед няется параллельно, а другая — последовательно с обмоткой якоря.

Машина постоянного тока нормального исполнения применяется как двигатель, и как генератор. Она выполняется на различные мощне сти, напряжения и скорости вращения. Однако наличие коллектора у ма шины постоянного тока приводит к ограничению максимальных значний напряжения и мощности. Предельное значение напряжения якор составляет примерно $800-1000 \ s$, а максимальная мощность машин P_n несколько тысяч киловатт, но она зависит от скорости вращения якоря и определяется соотношением

$$P_n n \approx \text{const.}$$

Униполярные-машины характеризуются сравнительно небольшими на пряжениями, но могут быть выполнены на значительные токи. Они настоящее время имеют ограниченное применение.

Достаточно широкое распространение получили некоторые специал ные типы машин постоянного тока: электромашинные усилители и преоб разователи.

§ 36-2. Основные элементы конструкции машин постоянного тока

На рис. 36-1 приведены продольный и поперечный разрезы машин постоянного тока нормального исполнения.

Вращающаяся часть машины — ротор — состоит из якоря 1 коллектора 2, насаженных на вал 3. В машинах с самовентиляцией н валу крепится вентилятор 4.

Неподвижная часть машины — с т а т о р — состоит из станины 3главных 6 и дополнительных 7 полюсов. К статору относятся таки подшипниковые щиты 8, в которых крепятся подшипники, если диамет якоря машины \mathcal{A} не превышает примерно 1 *м*. В случае больших размо ров якоря подшипники располагаются в специальных стойках (стояках монтируемых вместе со станиной на общей фундаментной плите. Эта кон струкция характерна для машин значительной мощности. Подшипниковь щиты одновременно защищают машину от внешних воздействий. Н статоре машины постоянного тока располагается щеточный аппарат 3

а) ЯКОРЬ

Сердечник якоря собирается из дисков, которые штампуются из элен тротехнической стали толщиной 0,5 *мм*. Они изолируются относи тельно друг друга с помощью лакового покрытия (рис. 36-2, *a*). Кром



Рис. 36-4 Продольный и поперечный разрезы машины постоянного тока нормального исполнения.



Рис. 36-2. Диск (а) и кольцевой сегмент (б) сердечника якоря.

пазов, в дисках штампуются отверстия, образующие в сердечнике якоря осевые вентиляционные каналы (при $l \ll 15$ см такие каналы обычно отсутствуют).

В машинах большой мощности (диаметр якоря более 990 мм) сердечник якоря образуется из листов электротехнической стали, имеющих форму кольцевого сегмента (рис. 36-2, б). По длине сердечник якоря таких машин состоит из отдельных пакетов, разделенных вентиляционными каналами (радиальная система вентиляции).

Обмотка якоря, укладываемая в пазы сердечника, закрепляется в пазовой и лобовой частях, а концы секций соединяются с коллекторными пластинами.



Рис. 36-3. Коллектор. 1 — коллекторная пластина; 2 — нажимные детали.

КОЛЛЕКТОР

Коллектор состоит из медных пластин, изолированных друг от друга и от вала, на котором он крепится, с помощью миканитовых прокладок и манжет. Коллекторные пластины изготовляют из вальцованной твердотянутой меди, обладающей высокой электропроводностью и хорошими механическими свойствами. Коллектор должен сохранять по возможности неизменную цилиндрическую форму поверх-

ности при изменении теплового режима машины. Этому условию удовлетворяет конструкция крепления коллекторных пластин, изображенная на рис. 36-3. Пластины на продольном разрезе коллектора имеют со стороны, обращенной к валу машины, форму ласточкина хвоста. В два конусообразных углубления коллектора вставляются изолированные нажимные детали, стягивающие коллекторные пластины в осевом направлении и придающие монолитность всему коллектору.

В машинах со значительной скоростью вращения (3000 об/мин и выше) коллекторные пластины крепятся с помощью бандажных колец, надетых на коллектор снаружи.

В машинах большой мощности разница между диаметрами якоря и коллектора достаточно велика. Поэтому в таких машинах концы секций обмотки якоря соединяются с коллекторными пластинами посредством специальных соединительных медных элементов.

в) СТАНИНА

Эта часть машины служит в качестве магнитопровода и одновременно является конструктивной основой, к которой крепятся главные и дополнительные полюсы, подшипниковые щиты, а в машинах большей мощности — еще и детали щеточного аппарата.

Станина имеет обычно форму кольца и только в тех случаях, когда необходима компактность конструкции (тяговые и крановые двигатели, судовые машины), получает форму многоугольника. Она изготовляется преимущественно из толстых листов катаной стали, которые выгибаются в кольцо. При больших сечениях применяют литые конструкции, состоящие из двух полуколец. При значительных диаметрах в станине выполняют ребра жесткости для предотвращения ее прогиба.

г) ГЛАВНЫЕ ПОЛЮСЫ

Сердечники главных полюсов собирают из листовой стали толщиной 1-1,5 мм, имеющей отштампованную форму, показанную на рис. 36-4. Слоистый сердечник спрессовывается и скрепляется заклепками, проходящими через него в нескольких местах. Полюсный наконечник, обращенный в сторону якоря, имеет развитую поверхность для облегчения проведения магнитного потока через воздушный зазор машины.

На сердечник главных полюсов надеваются катушки обмотки возбужзаблаговременно дения. которым придают соответствующую форму (за исключением машин небольшой мощности). При этом внутрь катушки вкладывается каркас из прессшпана или тонкой листовой стали для предохранения ее изоляции. При больших толщинах катушки последнюю разбивают по ширине или высоте на несколько частей, что дает возможность образовать вентиляционные каналы и улучшить охлаждение обмотки возбуждения.

Последовательные обмотки возбуждения при значительных сечениях выполняют из голого провода прямо-

угольного сечения, наматываемого на ребро. Между отдельными витками в этом случае прокладывают изоляцию из асбеста или стекловолокна.

В машинах мощностью свыше 700—800 квт применяется компенсационная обмотка (§ 37-5, в), которая располагается в наконечниках главных полюсов. Лист главного полюса в таких машинах имеет форму, представленную на рис. 36-4. Главные полюсы крепятся к станине с помощью болтов.

д) ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ (ДОБАВОЧНЫЕ) ПОЛЮСЫ

Дополнительные полюсы располагаются в промежутках между главными полюсами. Их сердечники изготовляются обычно массивными, но в машинах, работающих с резко переменной нагрузкой, — слоистыми, подобно сердечникам главных полюсов. Наконечнику дополнительного полюса придают специальную форму, которая способствует улучшению коммутационного процесса (гл. 37).

На сердечник дополнительного полюса надевается катушка, витки которой имеют обычно значительное сечение.



Рис. 36-4. Главный полюс в машине без компенсационной обмотки (a) и при ее наличии (б).

 сердечник; 2 — заклепки; 3 — обмотка возбуждения: 4 — пазы для компенсационной обмотки.



Рис. 36-5. Щеткодержатель для машин малой и средней мощности.

1 — щетка; 2 — обойма; 3 — пружина.

е) ЩЕТОЧНЫЙ АППАРАТ

Щеточный аппарат представляет собой совокупность деталей, с помощью которых осуществляется электрическая связь между неподвижными зажимами, соединяемыми с внешней цепью, и вращающейся обмоткой якоря (через коллектор). Он состоит из щеток, щеткодержателей, пальцев, траверсы и соединительных шин.

Непосредственный контакт с коллектором имеет щетка. Она выполняется обычно из специальным образом обработанной смеси угля и гра-

фита в виде прямоугольной призмы и помещается в обойму щеткодержателя. Типичная конструкция щеткодержателя показана на рис. 36-5. В обойме щетка может перемещаться в радиальном (по отношению к коллектору) направлении, но для обеспечения плотного прилегания к коллектору она прижимается к нему с помощью пружины с силой 200 — $250 \ \Gamma/cm^2$. Щеткодержатели крепятся к пальцам, которые, в свою очередь, заделываются в общую для них конструктивную деталь — траверсу. На каждом пальце располагается не меньше двух щеткодержателей, щетки которых через гибкий кабель электрически соединены с пальцем. Наличие нескольких щеток на пальце обеспечивает надежность контакта с коллектором. Пальцы, имеющие одинаковую полярность, соединяются посредством соединительной шины, от которой делается отвод на щиток машины или к обмотке дополнительного полюса.

Траверса, изолированная от пальцев, крепится в зависимости от мощности машины и длины коллектора по-разному: к подшипникам, подшипниковым щитам, станине или, наконец, непосредственно к фундаментной плите машины. Она позволяет одновременно поворачивать всю систему щеток относительно станины и устанавливать их на коллекторе в надлежащее положение.

ж) КОНСТРУКТИВНОЕ ИСПОЛНЕНИЕ, СПОСОБЫ ОХЛАЖДЕНИЯ И ЗАЩИТЫ ОТ ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Большинство машин постоянного тока выполняют с горизонтальным валом. Однако для некоторых рабочих механизмов изготовляются двигатели с вертикальным валом. Такое же расположение имеют генераторы возбудители синхронных гидрогенераторов. В ряде случаев машина постоянного тока имеет специфические конструктивные особенности, связанные с необычным ее креплением (фланцевые двигатели, машины с вертикальным валом).

Машины постоянного тока имеют различные системы вентиляции, тесно связанные с видом защиты от внешних воздействий.

Машины с естественным самоохлаждением — это машины открытого исполнения, т. е. без каких-либо защитных приспособлений. В них охлаждающий воздух движется только за счет вентилирующего действия вращающихся частей.

Машины с с а м о в е н т и л я ц и е й имеют на своем валу вентилятор. Для защищенного от внешних воздействий варианта исполнения обычно применяется п р о т о ч н а я в е н т и л я ц и я, при которой охлаждение машины производится все время свежим воздухом, поступающим внутрь машины из окружающей среды. Машины закрытого типа имеют либо в н у т р е н н ю ю с а м о в е н т и л я ц и ю с замкнутым циклом циркуляции воздуха (машина — охладитель — машина), либо н а р у ж н о е об д у в а н и е, когда воздух продувается через каналы, устроенные в станине, и не попадает во внутреннее пространство машины.

§ 36-3. Номинальные величины

Наиболее важные из величин, характеризующих номинальный режим работы постоянного тока, указываются на ее щитке. Это номинальные значения мощности в ваттах или киловаттах, тока цепи якоря в амперах, напряжения на главных зажимах машины в вольтах, скорости вращения в оборотах в минуту, к. п. д. в процентах. Помимо этого, на щитке указываются назначение машины (генератор или двигатель) и характер режима работы (продолжительный, кратковременный, повторно-кратковременный; см. § 15-3).

Если на щитке не приведена величина номинального напряжения на зажимах обмотки независимого возбуждения, то это означает, что оно равно номинальному напряжению цепи якоря.

Следует иметь в виду, что номинальной мощностью машины при работе генератором является мощность, отдаваемая машиной в электрическую сеть, а при работе двигателем — полезная механическая мощность на валу.

ГОСТ предусмотрена допустимая величина кратковременной перегрузки машин постоянного тока, предназначенных для продолжительного или повторно-кратковременного режимов работы. Генераторы постоянного тока — возбудители с предельным напряжением (в кратковременном режиме), превышающим номинальное значение более чем в 1,6 раза, должны выдерживать нагрузку двукратным номинальным током в течение 50 сек. Для остальных машин предельным допустимым режимом перегрузки является режим с 1,5-кратным номинальным током в течение 1 мин.

ГОСТ определены также допускаемые нагрузки машин постоянного тока при отклонениях напряжения на их зажимах от номинального значения. Генераторы должны развивать номинальную мощность (при номинальной скорости вращения) при отклонениях напряжения на ±5%. Работа двигателей при номинальной мощности допускается, если напряжение отличается от номинального не более чем на -5 или +10%. Указанные ограничения относятся к машинам постоянного тока с номинальной мощностью выше 50 *вт* и не предназначенным для особых условий работы.

§ 36-4. Потери и к. п. д. в машинах постоянного тока

Потери в машинах постоянного тока в основном такого же вида, как и в рассмотренных ранее типах электрических машин.

В группу основных потерь входят потери: механические, в сердечнике якоря, в обмотках машины (определенные на постоянном токе), в контактном слое щеток и коллектора.

К добавочным потерям относятся потери в обмотках и ферромагнитных частях машины, вызванные переменными полями рассеяния и составляющими магнитного поля, изменяющимися с частотой, превышающей основную частоту перемагничивания f = pn/60.

Механические потери p_{Mx} равны: $p_{Mx} = p_{\Pi UI} + p_{T,UI} + p_{BT}$, где $p_{\Pi UI}$, $p_{T,UI}$, p_{BT} — соответственно потери в подшилниках, на трение щеток о коллектор, на вентиляцию.

Потери p_{nm} и $p_{\tau.m}$ пропорциональны скорости вращения машины n (только для подшипников скольжения $p_{nm} \sim n^{1,5}$, если скорость на окружности вала в подшипнике меньше $4 \ m/cen$) и не зависят от режима нагрузки, если $n \approx \text{const.}$ Потери $p_{\text{вт}}$ для машин со встроенным вентилятором пропорциональны n^3 .

Основные потери в сердечнике якоря p_c зависят от частоты перемагничивания якоря f и индукции поля B так же, как и в других электрических машинах (§ 7-6, в; 17-2).

Основные потери в обмотках, входящих в цепь якоря, равны

$$p_{\rm M} = I^2 r$$
,

где *I*, *r* — ток цепи якоря и сопротивление обмоток, входящих в эту цепь. Последнее приводится к условной температуре, равной 75° С.

При определении потерь на возбуждение $p_{\rm B}$ в соответствии с ГОСТ должны учитываться потери не только в самих обмотках возбуждения,

но и в регулировочных реостатах, обеспечивающих требуемый режим возбуждения, а также в возбудителях, если они приводятся во вращение от вала рассматриваемой машины. Потери в последовательной обмотке возбуждения (если она имеется) учитываются в потерях $p_{\rm M}$ в цепи якоря. Таким образом, при независимом возбуждении от возбудителя, соединенного с валом рассматриваемой машины,

$$p_{\rm B} = \frac{U_{\rm B} i_{\rm B}}{\eta_{\rm B}},$$



Рис. 36-6. Средние значения к. п. д. машин постоянного тока различной мощности и скорости вращения.

где $U_{\rm B}$, $i_{\rm B}$ — напряжение на зажимах цепи возбуждения и ток в этой цепи; $\eta_{\rm B}$ — к. п. д. возбудителя.

Для схем самовозбуждения и независимого возбуждения с отдельным возбудителем

$$p_{\rm B} = U_{\rm B} i_{\rm B}.$$

Потери в щеточном контакте $p_{\rm m}$ вычисляются в виде:

$$p_{\rm uu} = \Delta U_{\rm uu} I$$

где $\Delta U_{\rm m}$ — падение напряжения в щеточном контакте, принимаемое не зависящим от тока I и равным для угольных и графитных щеток 2 в.

Добавочные потери в машине постоянного тока $p_{\rm m}$ не могут быть надежно рассчитаны. Поэтому по ГОСТ их учитывают приближенно, принимая величину $p_{\rm m}$ в номинальном режиме нагрузки равной: 0,5% (для машин с компенсационной обмоткой) и 1,0% (для машин без компенсационной обмотки) от полезной мощности при работе машины генератором и от подводимой мощности при работе двигателем. Считают, что при изменении нагрузки потери $p_{\rm m}$ изменяются пропорционально квадрату тока якоря.

Полные потери машины р и ее к. п. д. η равны:

$$p = p_{MX} + p_{c} + p_{M} + p_{B} + p_{II} + p_{II}, \quad \eta = \frac{P_{2}}{P_{1}} = 1 - \frac{p}{P_{2} + p},$$

где подводимая (P_1) и отдаваемая (P_2) мощности связаны соотношением: $P_1 = P_2 + p$.

На рис. 36-6 приведены средние значения к. п. д. машин постоянного тока в зависимости от их номинальной мощности и скорости вращения.

КОММУТАЦИЯ В МАШИНАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 37-1. Общие замечания

При рассмотрении свойств обмоток машины постоянного тока (гл. 2) можно видеть, что по отношению к внешнему приемнику или источнику постоянного тока обмотка якоря представляет собой совокупность нараллельно включенных цепей. При этом обмотка якоря выполняется с определенным числом параллельных ветвей, что достигается соответствующим соединением отдельных ее элементов (секций) между собой. Однако параллельные ветви выявляются лищь после постановки щеток на коллектор, к которому присоединены концы секций.

Рассмотрим для примера часть простой петлевой обмотки, схематически представленной на рис. 37-1. Как видно из этого рисунка, по отношению к щетке прилегающие секции обмотки разбиты на два участка; слева от щетки ток, равный 1/2 тока через щетку, течет от начала (n)секций к концу (κ) ; в секциях, расположенных справа от щетки, такой же ток течет от конца секций к началу, т. е. он имеет противоположное направление. При вращении якоря секции непрерывно переходят из одной параллельной ветви в другую, что сопровождается изменением в них тока от $+i_a$ до $-i_a$. Нетрудно видеть, что при этом в течение некоторого времени секции оказываются замкнутыми накоротко через щетку.

Процесс нереключения секции из одной параллельной ветви в другую называется к о м м у тацией, а время T_c , в течение которого секция остается короткозамкнутой, — периодом коммутации.

Ток в некоторой секции графически может быть изображен в виде, представленном на рис. 37-2. В более широком смысле слова под коммута-

цией подразумевают всю совокупность явлений, возникающих в процессе переключения секций.

Коммутационные процессы, или просто коммутация, оказывают большое влияние на работу всей машины. Неудовлетворительно протекающая коммутация проявляется в более или менее сильном искрении под щетками, приводящем к порче скользящих поверхностей контакта щетка — коллектор, а при известных условиях к тяжелой аварии — так называемому к р у г о в о м у о г н ю на коллекторе, когда дуга замыкает



Рис. 37-1. Элемент петлевой обмотки.

щетки разной полярности накоротко. Длительная и надежная работа машины возможна лишь в случае, если коммутация ее практически безыскровая.

Причины, вызывающие искрение на коллекторе, могут иметь различную природу. Это прежде всего причины коммутационного



Рис. 37-2. Изменение тока секции во времени.

характера, обусловленные электромагнитным процессом в коммутируемой секции. При неблагоприятном характере изменения тока в коммутируемой секции образуется устойчивое искрение под щеткой.

Причины *механического характера* связаны с состоянием коллектора и щеточного аппарата. Неправильная форма коллектора, выступающая изоляция между коллекторными пластинами, неудачное закрепление щеткодержателя, неправильное нажатие на щетку вызывают вибрацию последней и даже отскоки от коллектора и могут способствовать искрению.

Наконец, причины *потенциального характера*, возникающие при увеличении напряжения между соседними коллекторными пластинами при искажении результирующего магнитного поля в зазоре машины. Повышенное напряжение способствует пробою мостиков из угольной пыли между пластинами, сопровождающемуся искрением на коллекторе.

Необходимо также отметить, что на искрение машины оказывают довольно существенное влияние материал и качество щеток и в известной мере химические процессы на поверхности коллектора (наличие окислов, появляющихся в результате электролиза влаги).

Таким образом, искрение на коллекторе определяется не только электромагнитным процессом в коммутируемой секции, да и сам он в известной мере зависит от ряда факторов, таких, например, как материал щеток, характер притирания щеток к коллектору и др. Свойства контакта щетка — коллектор, особенно во время расхождения контактных поверхностей, играющие большую роль в протекании электромагнитного процесса, нельзя считать еще достаточно изученными. Нельзя также считать полностью решенным вопрос о связи между электромагнитным процессом в короткозамкнутой, т. е. коммутируемой, секции и степенью искрообразования на коллекторе.

Все сказанное объясняет сложность коммутационных процессов и трудность их полного анализа в общем случае. В настоящее время еще не существует вполне законченной теории коммутации, в силу чего теоретические расчеты коммутации имеют приближенный характер, однако практические методы ее настройки позволяют получить вполне удовлетворительные результаты.

§ 37-2. Уравнение коммутационного процесса

Будем считать, что искрение под щеткой определяется только причинами коммутационного характера и что на электромагнитный процесс в коммутируемой секции побочные факторы, о которых говорилось выше, никакого влияния не оказывают. Задача ставится таким образом: найдем ток в коммутируемой секции *i* в функции времени i = f(t). При некотором виде этой функции коммутация будет удовлетворительной. Условия, подчиняющие f(t) этому наперед заданному (но пока неизвестному) закону, и будут, очевидно, являться условиями безыскровой коммутации. О требуемом характере f(t) речь пойдет дальше; первая же часть задачи состоит в разыскании i = f(t).

Рассмотрим коммутацию для простейшего случая, дающего тем не менее возможность установить основные соотношения, а именно коммутацию простой петлевой обмотки при условии, что ширина щетки равна ширине коллекторного деления, а частичный шаг обмотки $y_1 = \tau$. С этой целью составим уравнение напряжений по контуру короткозамкнутой секции (рис. 37-3). Согласно второму закону Кирхгофа,

$$\sum_{i} e_i = \sum_j i_j r_j, \tag{37-1}$$

где e_j — одна из э. д. с., индуктируемых в коммутируемой секции; i_j , r_j — ток и активное сопротивление на *j*-м участке контура.

Определим э. д. с., которые могут индуктироваться в коммутируемой секции. На рис. 37-4 схематически показаны две одновременно коммутируемые секции ($y_1 = \tau$). Поскольку обе секции находятся в одинаковых условиях, то токи в них изменяются во времени идентично. По-



Рис. 37-3. Контур короткозамкнутой секции.



Рис. 37-4. Расположение коммутируемых секций в магнитном поле.

этому изменяющийся во времени поток рассеяния обмотки якоря Φ_s индуктирует в короткозамкнутой секции э. д. с.

$$e_s = -(L_c + M_c) \frac{di}{dt} = -L \frac{di}{dt},$$
(37-2)

где $L_{\rm c}$ — индуктивность секции; $M_{\rm c}$ — взаимная индуктивность секций, лежащих в одном пазу; эквивалентная индуктивность секции $L = L_{\rm c} + M_{\rm c}$. Будем называть э. д. с. $e_{\rm s}$ реактивной э. д. с. В той зоне зазора, где располагаются активные стороны короткозамкнутой секции, существует магнитное поле, нормальная составляющая индукции которого равна B_{κ} . Поскольку коммутируемая секция движется в этом поле со скоростью v, в ней индуктируется э. д. с., равная

$$e_{\rm R} = 2B_{\rm R}l_{\rm R}vw_{\rm c},\tag{37-3}$$

где $w_{\rm c}$ — число витков в секции; $l_{\rm K}$ — длина, на протяжении которой вдоль оси машины создается поле $B_{\rm K}$.

Внешнее поле, с помощью которого в короткозамкнутой секции индуктируется э. д. с. e_{κ} , называется коммутирующим полем, а э. д. с. e_{κ} — коммутирующей э. д. с.

Принципиально возможно возникновение э. д. с. в коммутируемой секции за счет изменения потока Φ_d (рис. 37-4): $e = -w_c \frac{d\Phi_d}{dt}$. Однако пульсация во времени потока Φ_d , обусловленная зубчатостью якоря, мала. А принудительное регулирование потока относится к области переходных процессов, которые в этом разделе не рассматриваются.

Обращаясь к правой части уравнения (37-1), следует отметить, что среди падений напряжения в активных сопротивлениях по контуру короткозамкнутой секции основное значение имеет падение напряжения в сопротивлении щеточного контакта, имеющее гораздо большую величину, чем другие. Поэтому при составлении уравнения напряжений будем учитывать только падения напряжения в сопротивлениях контакта $r_{\rm m1}$ и $r_{\rm m2}$ между щеткой и участками пластин *I* и *2*, находящимися в контакте со щеткой. Тогда уравнение (37-1) принимает вид:

$$i_1 r_{\rm III1} - i_2 r_{\rm III2} = e_s + e_{\rm K}.$$

Соотношение токов в узлах 1 и 2 (рис. 37-3)

$$i_1 = i_a + i, \quad i_2 = i_a - i.$$
 (37-4)

Подставляя эти значения токов в уравнение напряжений, получаем:

$$i_a (r_{III1} - r_{III2}) + i (r_{III1} + r_{III2}) = e_s + e_\kappa,$$

откуда ток в секции

$$i = i_a \frac{r_{\rm m_2} - r_{\rm m_1}}{r_{\rm m_1} + r_{\rm m_2}} + \frac{e_s + e_{\rm K}}{r_{\rm m_1} + r_{\rm m_2}}.$$
(37-5)

Определим далее сопротивления контакта r_{ш1} и r_{ш2}.

Эти сопротивления являются не только функцией положения щетки относительно коллекторных пластин 1 и 2, что очевидно, но, как показывают экспериментальные исследования, зависят также от величины тока, протекающего через соответствующие участки контактной поверхности.



Рис. 37-5. Взаимное положение щетки и коллектора: а — в начале коммутации; б — в конце коммутации; в — в процессе коммутации. 1, 2 — коллекторные пластины; 3 — секция.

Классическая теория коммутации построена при определенных допущениях, из которых наибольшее значение имеют: а) предположение о независимости сопротивлений $r_{\rm ull}$ и $r_{\rm ull}$ от тока; б) предположение о наличии идеального контакта между щеткой и коллектором по всей поверхности их соприкосновения, что позволяет считать сопротивления $r_{\rm ull}$ и $r_{\rm ull}$ обратно пропорциональными соответствующим поверхностям соприкосновения в контакте.

При указанных допущениях можно получить выражения для $r_{\rm ull}$ и $r_{\rm m2}$ в виде простых функций времени. Будем отсчитывать время t от момента, когда щетка полностью соприкасается с коллекторной пластиной 1. На рис. 37-5 представлено взаимное положение щетки и коллектора для моментов времени t = 0, $T_{\rm c}$ и $T_{\rm c} > t > 0$. Полная поверхность соприкосновения щетки с коллектором $s_{\rm ull} = b_{\rm ull} l_{\rm ull}$ может быть в соответствии с рис. 37-5, a, δ записана в виде:

$$s_{\rm III} = v_{\rm R} T_{\rm c} l_{\rm III},$$

где v_{κ} — скорость на поверхности коллектора.

Поверхности соприкосновения щетки с коллекторными пластинами 2 и 1 равны:

$$s_{\text{III2}} = b_{\text{III2}} l_{\text{III}} = v_{\text{K}} t l_{\text{III}}, \quad s_{\text{III1}} = b_{\text{III1}} l_{\text{III}} = s_{\text{III}} - s_{\text{III2}} = v_{\text{K}} (T_{\text{C}} - t) l_{\text{III}}.$$

Обозначая сопротивление щеточного контакта по всей его поверхности *s*₁₁₁ через *r*₁₁₁, на основании сделанных допущений получаем:

$$\frac{r_{\rm III}}{r_{\rm III}} = \frac{s_{\rm III}}{s_{\rm IIII}} \quad \text{II} \quad \frac{r_{\rm III2}}{r_{\rm III}} = \frac{s_{\rm III}}{s_{\rm III2}}$$

откуда

$$r_{\rm m1} = r_{\rm m1} \frac{T_{\rm c}}{T_{\rm c} - t}, \quad r_{\rm m2} = r_{\rm m1} \frac{T_{\rm c}}{t}.$$
 (37-6)

Подстановка сопротивлений шеточного контакта (37-6) в общее выражение для тока секции (37-5) дает следующий результат:

$$i = i_a \left(1 - 2 \frac{t}{T_c} \right) + \frac{e_s + e_{\rm K}}{r_{\rm III} T_c^2} \left(T_c - t \right) t.$$
(37-7)

§ 37-3. Виды коммутации

Предположим, что в коммутируемой секции индуктируется такая коммутирующая э. д. с. e_{κ} , которая нейтрализует действие реактивной э. д. с. e_s , иными словами, пусть в течение всего периода коммутации $e_s + e_{\kappa} = 0$. В этом случае, как показывает выражение (37-7), ток в секции *i* будет линейной функцией времени:

$$i = i_a \left(1 - 2 \frac{t}{T_c} \right).$$

График этой функции представлен на рис. 37-6, а. Токи, текущие через коллекторные пластины $1, 2 - i_1, i_2$, также линейно изменяются во времени. На графике рис. 37-6, а показаны их значения для произвольного момента времени t, определенные на основании (37-4). Коммутация с рассмотренным характером изменения токов называется п р я м о л и н е й - н о й, а ток в секции — л и н е й н ы м т о к о м коммутации.



Рис. 37-6. Ток секции в процессе коммутации: *а* — прямолинейная коммутация; *б* — криволинейная коммутация.

замедленная; 2 — ускоренная.



Рис. 37-7. К определению плотности тока под щеткой для криволинейной (a) и прямолинейной (b) коммутации.

В общем случае, когда $e_s + e_{\kappa} \neq 0$, ток в коммутируемой секции изменяется по более сложному закону. Трудность его определения состоит в том, что реактивная э. д. с. e_s , Входящая в (37-7), пропорциональна производной от искомого тока *i* по времени. Ограничимся поэтому лишь получением вида функции i = f(t).

При $e_s + e_{\kappa} \neq 0$ ток в секции *i* представляет сумму двух составляющих: линейного тока

коммутации и так называемого добавочного тока коммутации, определяемого величиной $e_s + e_k$. Обозначая эти составляющие соответственно i_n , i_k , будем иметь:

$$i = i_{\pi} + i_{\kappa}.$$
 (37-8)

Добавочный ток коммутации $i_{\rm K}$, как это следует из (37-7), обращается в нуль при t = 0 и $T_{\rm c}$ и имеет максимум в некоторый момент времени $T_{\rm c} > t > 0$. Он складывается с линейным током коммутации, если $e_s + e_{\rm R} > 0$ и вычитается из него, если $e_s + e_{\rm R} < 0$. Графики функции i = f(t) для указанных случаев можно видеть на рис. 37-6, б. Коммутация при $e_s + e_{\rm R} > 0$, когда ток в секции позже проходит через нулевое значение, чем в случае $e_s + e_{\rm R} = 0$, называется з а медленной, а при $e_s + e_{\rm R} < 0$ — ускоренной.

Для характеристики коммутационного процесса важное значение имеет величина плотности тока на участках щеточного контакта с коллекторными пластинами 1 и 2, т. е. средние плотности тока через поверхности s_{m1} и s_{m2} , или, как говорят, плотности тока на сбегающем (s_{m1}) и на набегающем (s_{m2}) краях щетки:

$$\delta_{\rm III1} = \frac{i_1}{s_{\rm III1}}, \quad \delta_{\rm III2} = \frac{i_2}{s_{\rm III2}}.$$

Можно указать простой способ определения плотностей тока с помощью графика функции i = f(t). Такой график для случая замедленной коммутации представлен на рис. 37-7, *a*. На нем нанесены значения токов i_1 и i_2 , определяемые на основании соотношений (37-4) для произвольного момента времени *t*. На рисунке показаны углы α_1 и α_2 , которые заключены между горизонтальными отрезками прямых, проведенных из точек, лежащих на кривой i = f(t) и соответствующих времени t = 0 и $T_{\rm e}$, и вспомогательными прямыми, соединяющими указанные точки с точкой на кривой i = f(t), соответствующей выбранному моменту времени t. Нетрудно видеть, что

$$\operatorname{tg} \alpha_1 \sim \frac{i_1}{T_c - t}, \quad \operatorname{tg} \alpha_2 \sim \frac{i_2}{t}.$$

Учитывая эти соотношения, а также выражения для поверхностей s_{m1}, s_{m2}, получаем:

$$\delta_{\rm III1} = \frac{i_1}{s_{\rm III1}} = \frac{i_1}{v_{\rm K} (T_{\rm c} - t) l_{\rm III}} \sim \text{tg} \,\alpha_1, \tag{37-9}$$

$$\delta_{\rm III2} = \frac{i_2}{s_{\rm III2}} = \frac{i_2}{v_{\rm K} t l_{\rm III}} \sim tg \,\alpha_2. \tag{37-10}$$

Полученные выражения позволяют наглядно видеть, как изменяются плотность тока на набегающем и сбегающем краях щетки в процессе коммутации. Так, в случае замедленной коммутации плотность тока на сбегающем крае щетки $\delta_{\rm ш1}$ имеет наименьшее значение в начале процесса коммутации и наибольшее — к моменту его окончания (на рис. 37-7, *a* угол α_1 имеет наименьшее значение α'_1 при t = 0, а наибольшее α''_1 при $t \to T_c$). На рис. 37-7, б представлен график тока i = f(t) для случая прямолинейной коммутации. Построение углов α_1 и α_2 на этом графике показывает, что для любого момента времени $T_c \ge t \ge 0$ угол $\alpha_1 = \alpha_2$ и, следовательно, tg $\alpha_1 = tg \alpha_2$.

Таким образом, в случае прямолинейной коммутации плотности тока на сбегающем и набегающем краях щетки равны друг другу, и это равенство имеет место на протяжении всего периода коммутации.

§ 37-4. Условие безыскровой коммутации

Значительное увеличение плотности тока на сбегающем крае щетки при замедленной коммутации приводит к тому, что щетка разрывает цепь тока, величина которого $(i_1)_{t\approx T_c} \approx (i_k)_{t\approx T_c}$, так как к моменту окончания процесса коммутации $i_\pi \approx -i_a$. Это сопровождается искрением на сбегающем крае щетки.

В случае прямолинейной коммутации, как было показано в предыдущем параграфе, плотность тока одинакова в обеих частях щетки и остается неизменной в течение всего периода коммутации. Таким образом, при прямолинейной коммутации сам факт переключения щеткой секций никак не отражается на ее работе. Она равномерно загружена током и работает в таких же условиях, как если бы она соприкасалась не с коллектором, а со сплошным проводящим телом. Можно считать, что в таких условиях искрение под щеткой возникать не будет.

Итак, по классической теории коммутации безыскровая работа щеточного аппарата будет иметь место в случае прямолинейной коммутации. Поэтому условием безыскровой работы машины является выполнение соотношения

$$e_s + e_\kappa = 0.$$
 (37-11)

Поскольку свойства щеточного контакта не соответствуют полностью тем предположениям, на которых построена классическая теория коммутации, то практически для безыскровой работы цеточного аппарата желательно иметь несколько ускоренную коммутацию. Если к моменту окончания коммутации плотность тока на сбегающем крае щетки δ_{m1} весьма мала ($i_1 \approx 0$), то щетка разрывает контур почти без тока. Будем в дальнейшем все же считать, что для нормальной работы щеточного аппарата необходимо выполнять соотношение (37-11).

Определим реактивную э. д. с. e_s , входящую в (37-11), через геометрические и электромагнитные параметры машины. Предположим, что удалось получить прямолинейную коммутацию, при которой общее выражение для e_s (37-2) принимает вид:

$$e_{s} = -L\frac{di}{dt} = -L\frac{-i_{a}-i_{a}}{T_{c}} = \frac{2i_{a}L}{T_{c}}.$$
 (37-12)

При произвольном характере изменения тока в секции *i* выражение (37-12) дает среднее за период коммутации значение реактивной э. д. с.:

$$e_{\rm sep} = \frac{1}{T_{\rm c}} \int_0^T e_s \, dt.$$

Эта э. д. с. может достичь величины $10-15 \ e$, так как, несмотря на малую индуктивность L, величина di/dt получается значительной ввиду малости периода коммутации (T_c имеет порядок $10^{-4}-10^{-3} \ cec$).

Индуктивность L, определяемая полями рассеяния, по общему правилу равна

$$L = w_{\rm c}^2 \Lambda$$

где Л — магнитная проводимость.

Вводя магнитную проводимость на единицу активной длины машины $\Lambda' = \Lambda/2l$, получаем:

$$L = 2w_c^2 \Lambda' l. \tag{37-13}$$

Период коммутации

$$T_{\rm c} = \frac{b_{\rm H}}{v_{\rm K}} = \frac{\pi D_{\rm K}}{v_{\rm K} K} = \frac{\pi D}{v K},\tag{37-14}$$

где D_{κ} — диаметр коллектора; K — число коллекторных пластин. Подставляя в (37-12) значения L и T_{c} из (37-13), (37-14) и принимая во внимание, что линейная нагрузка $AS = 2w_{c} Si_{a}/\pi D$, а число секций Sравно числу коллекторных пластин, находим

$$e_s = 2ASlv\Lambda'w_c. \tag{37-15}$$

Условие безыскровой коммутации (37-11) с учетом (37-3) и (37-15) принимает вид (полагаем $l = l_{\mu}$):

$$B_{\rm H} = AS\Lambda'. \tag{37-16}$$

Итак, для того чтобы коммутация протекала нормально, необходимо иметь внешнее коммутирующее поле, изменяющееся пропорционально току якоря машины *I*.

§ 37-5. Средства предотвращения искрения на коллекторе

Основным средством улучшения коммутации является установка в машине дополнительных полюсов, создающих индукцию коммутирующего поля B_r необходимой величины и требуемого характера распределения ее вдоль зазора машины. Затем следует указать на необходимость применения надлежащих сортов щеток, что в известной мере оказывает влияние на электромагнитный процесс в коммутируемых секциях. Для устранения возможных причин искрения на коллекторе потенциального характера в ряде машин постоянного тока применяется так называемая компенсационная обмотка. Ниже дается краткое описание отмеченных средств предотвращения искрения на коллекторе.

а) ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ПОЛЮСЫ

В той зоне воздушного зазора, в которой движутся активные стороны короткозамкнутых щеткой секций, необходимо иметь поле В_к, определяемое соотношением (37-16). Это поле практически во всех машинах постоянного тока создается с помощью дополнительных полюсов. Для компенсации реактивной э. д. с. е_s направление коммутирующей э. д. с. е_к в короткозамкнутой секции должно быть вполне определенным, следовательно, однозначным образом должна быть установлена полярность дополнительных полюсов.



Рис. 37-8. Графическое определение добавочного тока коммутации.

Реактивная э. д. с. e_s обусловливает составляющую добавочного тока коммутации $i'_{\rm K} = e_s/(r_{\rm m1} + r_{\rm m2})$, имеющую то же направление, что и ток в секции в начале процесса коммутации (рис. 37-8), ибо указанная э. д. с. препятствует изменению тока в коммутируемой секции. Коммутация будет прямолинейной ($i_{\rm K} = 0$), если коммутация будет прямолинейной ($i_{\rm K} = 0$), если коммутация будет прямолинейной ($i_{\rm K} = 0$), если коммутация будет прямолинейной ($i_{\rm K} = 0$), если коммутирующая э. д. с. $e_{\rm R}$ создает составляющую добавочного тока коммутации $i'_{\rm K} = e_{\rm K}/(r_{\rm m1} + r_{\rm m2})$, равную и направленную противоположно току $i'_{\rm K}$. Следовательно, э. д. с. $e_{\rm R}$ в короткозамкнутой секции должна действовать в направлении, противоположном на-

правлению тока в секции непосредственно перед ее коммутацией. Поэтому, например, для режима генератора, когда ток и э. д. с. в секции до коммутации совпадают по направлению, э. д. с. $e_{\rm K}$ должна быть противоположна э. д. с., индуктируемой в секции до ее коммутации, следовательно, полярность главного полюса и дополнительного полюса, стоящего за главным в направлении вращения якоря, противоположна. Сказанное иллюстрируется рис. 37-9.

Покажем, как практически выполняется условие (37-16) с помощью дополнительных полюсов. Для этого применим закон полного тока для замкнутого контура, показанного на поперечном разрезе двухнолюсной машины (рис. 37-9). Полагая, что индукция коммутирующего поля $B_{\rm K}$ постоянна вдоль магнитной трубки в зазоре под дополнительными полю-сами, будем иметь:

$$2 \frac{B_{\rm R}}{\mu_0} \delta_{\rm T.\pi} + \int_{\rm CT} H \, dl = 2F_{\rm R} - AS\tau, \qquad (37-17)$$

где $\delta_{\tau,\pi}$ — длина магнитной трубки под дополнительным полюсом, которая может быть принята равной произведению величины зазора δ_{π} и коэффициента воздушного зазора $k_{\delta_{\pi}}$ в рассматриваемой зоне (ср. с длиной трубки под главным полюсом, § 3-2); $\int_{c_{\pi}} H \, dl$ — интеграл. определяемый

на ферромагнитных участках замкнутого контура; м. д. с. обмотки дополнительного полюса $F_{\rm g} = I_{\rm g} w_{\rm g}$; $I_{\rm g}$, $w_{\rm g}$ — ток в обмотке дополнительного полюса и число ее витков на полюсе.

Из уравнения (37-17) видно, что если желательно иметь соотношение $B_{\rm R} \sim AS$, то необходимо, чтобы нелинейный член $\int H dl \to 0$, а $F_{\rm g} \sim AS$.

Для уменьшения величины указанного интеграла выбирают сечение сердечника дополнительного полюса достаточных размеров с тем, чтобы индукция в нем была сравнительно небольшой (ненасыщенный сердечник). Относительное влияние интеграла уменьшают также за счет увеличения $\delta_{\text{т.д.}}$, т. е. за счет увеличения зазора под дополнительным полюсом $\delta_{\text{д.}}$, который обычно в 1,5-2,5 раза превышает зазор под главными полюсами. Конструктивно зазор $\delta_{\text{д.}}$ часто делят на две части: $\delta_{\text{д.}} = \delta'_{\text{д.}} + \delta''_{\text{д.}}$, где $\delta'_{\text{д.}} -$ зазор между дополнительным полюсом и якорем и $\delta''_{\text{д.}} -$ между дополнительным полюсом и станиной, причем последний для удобства крепления полюса осуществляется в виде немагнитной прокладки. Подобным конструктивным исполнением дополнительного полюса уменьшают его поле рассеяния.



Рис. 37-9. К определению полярности дополнительных полюсов.

Для получения соотношения $F_{\mu} \sim AS$ обмотку дополнительных полюсов включают последовательно с якорем ($I_{\mu} = I$).

Отметим, что при резких изменениях нагрузки и, следовательно, тока якоря I машины поток в массивном дополнительном полюсе из-за вихревых токов может не успевать изменяться вместе с током I, тогда условие (37-16) окажется нарушенным. Для улучшения коммутации машин, работающих в подобных условиях, сердечники дополнительных полюсов выполняются расслоенными.

6) ХАРАКТЕРИСТИКИ ЩЕТОК

Некоторые данные, характеризующие свойства щеток, приведены в табл. 37-1. Одной из наиболее важных характеристик щеток является величина падения напряжения в щеточном контакте. Чем она больше при заданном токе, тем значительнее сопротивление щеточного контакта $r_{\rm nu}$ и тем меньше при прочих равных условиях добавочный ток коммутации $i_{\rm K}$, как это следует из (37-7). С этой точки зрения целесообразно применять наиболее твердые щетки, обладающие значительным сопротивлением $r_{\rm m}$ -Однако потери в контакте таких щеток получаются больше, чем в случае мягких щеток. Кроме того, последние допускают большие плотности тока.

Наибольшее применение нашли графитные и электрографитированные щетки.

Следует отметить, что в значительном диапазоне изменения тока через щетку падение напряжения под щетками положительной и отрицательной полярности $\Delta U_{\rm ux}$ мало меняется и для наиболее употребительных щеток составляет около 2 в.

Таблица 37-1

Группа щеток	Марка	Номинальная плотность тока	Макси- мальная ^{Окружная} скорость	Удельное нажатие	Переходное падение напряжения на пару щеток при номинальном токе и $v_{\rm K} = 15$ м/сек
		а/см²	m/cer	Γ/cm^2	6
Угольно-графитные	Т2, Т6 УГ2 УГ4	6 8 7	10 15 12	200—250 200—250 200—250	2 ± 0.5 2 ± 0.4 2.1 ± 0.5
Графитные	Г1 Г2 Г3, Г8 Г6 Г58	$ \begin{array}{r} 7 \\ 8 \\ 10 - 11 \\ 9 \\ 9 \end{array} $	12 15 25 18 25	$\begin{array}{c} 200 - 250 \\ 200 - 250 \\ 200 - 250 \\ 200 - 250 \\ 175 - 200 \end{array}$	$2,2 \pm 0,5 \\ 1,7 \pm 0,5 \\ 1,9 \pm 0,4 \\ 2,2 \pm 0,6 \\$
Электрографитированные	ЭГ2 ЭГ4 ЭГ6 ЭГ8 ЭГ10 ЭГ14 ЭГ83	$ \begin{array}{r} 10\\ 12\\ 9\\ 10\\ 9\\ 10-11\\ 9 \end{array} $	$\begin{array}{c} 25\\ 40\\ \hline 40\\ \hline 40\\ \hline 40\\ 45\end{array}$	$\begin{array}{c} 200 - 250 \\ 150 - 200 \\ 200 - 250 \\ 200 - 400 \\ 200 - 250 \\ 200 - 400 \\ 175 - 220 \end{array}$	$2,75 \pm 0,6$ $2 \pm 0,4$ $2,5 \pm 0,6$ $2,4 \pm 0,5$ $2,4 \pm 0,6$ $2,5 \pm 0,5$ -
Медно-графитные	М1, М6 M3 M16 M20 M22 M24 MГ MГ2 MГ4 MГ6	$ \begin{array}{r} 15\\ 12\\ 12-14\\ 12\\ 11-14\\ 20\\ 20\\ 20\\ 15\\ 18\\ \end{array} $	25 20 25 25 25 15 20 20 20 20 20	$\begin{array}{c} 150-200\\ 150-200\\ 150-200\\ 150-200\\ 150-200\\ 175-200\\ 180-230\\ 200-250\\ 200-250\\ 200-250\\ 200-250\end{array}$	$\begin{array}{c} 1,5 \pm 0,5 \\ 1,8 \pm 0,4 \\ 0,9 \pm 0,3 \\ 1,4 \pm 0,4 \\ 1,2 \pm 0,3 \\ 0,5 \pm 0,2 \\ 0,2 \pm 0,1 \\ 0,5 \pm 0,2 \\ 1,1 \pm 0,5 \\ 1 \pm 0,4 \end{array}$
Бронзо-графитные	БГ	20	20	170—220	0,3 ± 0,1

Технические характеристики щеток

в) КОМПЕНСАЦИОННАЯ ОБМОТКА

Выше отмечалось, что повышение напряжения между соседними коллекторными пластинами $U_{\kappa.n}$ может повести к искрообразованию на коллекторе. Наибольшее допустимое напряжение $U_{\kappa.n}$ составляет 20-22 в.

Напряжение между соседними коллекторными пластинами определяется э. д. с., индуктируемой в одной или нескольких последовательно соединенных секциях, в зависимости от схемы обмотки якоря. Так, для простой петлевой обмотки

$$U_{\mathrm{K},\mathrm{II}} = 2B_{\delta}l'vw_{c}$$

Напряжение $U_{\kappa.п}$ достигает максимального значения в те моменты, когда секция своими активными сторонами находится в зоне зазора с наибольшей индукцией $B_{\delta, \text{макс}}$. При наличии тока в обмотке якоря Iпоперечная реакция якоря увеличивает максимальное значение индукции в зазоре (§ 3-10) по сравнению с режимом при I = 0. Следовательно, нагрузка машины постоянного тока приводит к увеличению напряжения $U_{\kappa.n}$ (рис. 37-10).

Для повышения надежности машины в отношении работы ее коллектора на быстроходных и достаточно мощных машинах устанавливается компенсационная обмотка, которая почти полностью устраняет поле реакции якоря.

В таких машинах напряжение $U_{\kappa,\Pi}$ определяется индукцией B_{δ} в режиме I = 0.

Компенсационная обмотка равномерно распределяется в полюсных наконечниках главных полюсов (рис. 37-11). Если полный ток, с которым сцепляются предполагаемые магнитные трубки, изображенные пунктиром



Рис. 37-10. Кривые поля в зазоре машины постоянного тока при отсутствии (1) и наличии (2) тока в якоре.



Рис. 37-11. Расположение проводников компенсационной обмотки.

на рис. 37-11, равен нулю, то подобных магнитных трубок существоват не должно. Таким образом, для уничтожения поля реакции якоря при $I \neq 0$ надо включить компенсационную обмотку последовательно с обмот кой якоря, направить токи в ней противоположно токам обмотки якоря в распределить ее вдоль полюсного наконечника так, чтобы полные токи для контуров, изображенных на рис. 37-11, были равны нулю. Последне условие легко осуществить, допустив одинаковые линейные нагрузки ASдля указанных обмоток. Такая компенсационная обмотка совместно с об моткой якоря образует как бы систему бифилярных проводов.

Из рис. 37-11 можно видеть, что витки, образующие компенсационную обмотку, размещаются своими сторонами на соседних главных полюсах симметрично относительно поперечной оси машины.

ГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 38-1. Основные уравнения генератора постоянного тока

Характер энергетического преобразования в генераторах постоянного тока был рассмотрен в § 5-3. В § 36-4 дана общая характеристика потерь, возникающих при работе генератора. Приведем основные уравнения генератора постоянного тока, полученные ранее в гл. 5, поскольку они определяют рабочие свойства машины, которые рассматриваются в настоящей главе.

Условимся, что щетки в генераторе постоянного тока установлены в нормальном положении — на поперечной оси машины.

В соответствии с общим уравнением напряжения цепи якоря (5-36) будем иметь:

$$U = E - Ir - \Delta U_{\rm m}, \tag{38-1}$$

где U — напряжение на зажимах цепи якоря генератора; $E = c_e n \Phi_d$ э. д. с., индуктируемая в обмотке якоря результирующим потоком по продольной оси машины Φ_d (§ 4-5); r — сопротивление последовательно соединенных обмоток в цепи якоря (в наиболее общем случае обмоток якоря, дополнительных полюсов, компенсационной, последовательного возбуждения); I — ток цепи якоря; $\Delta U_{\rm m}$ — падение напряжения в щеточном контакте.

Введение в уравнение (38-1) падения напряжения $\Delta U_{\rm m}$ вместо произведения тока *I* на сопротивление щеточного контакта $r_{\rm m}$ удобно вследствие постоянства $\Delta U_{\rm m}$ для некоторого диапазона значений тока *I* и, напротив, непостоянства сопротивления $r_{\rm m}$.

Уравнение моментов генератора в установившемся режиме работы и соответствующее ему уравнение мощностей, полученные в гл. 5 — (5-30), (5-34), — приведем здесь еще раз:

$$M_1 = M_{\rm PM} + M_0. \tag{38-2}$$

$$P_1 = P_{_{\rm 3M}} + p_0. \tag{38-3}$$

В обозначении электромагнитного момента и мощности для простоты опущен индекс 1.

§ 38-2. Режим холостого хода генератора независимого возбуждения

Режим холостого хода, т. е. режим, когда отдаваемая мощность P_2 равна нулю, для генератора постоянного тока характеризуется равенством нулю тока нагрузки: $I_{\rm Hr} = 0$. Поскольку для генератора независимого возбуждения $I = I_{\rm Hr}$ (рис. 38-2), в рассматриваемом режиме такого генератора I = 0.

Напряжение на зажимах цепи якоря генератора независимого возбуждения в режиме холостого хода U_0 представляет собой э. д. с. E_0 , индуктируемую в обмотке якоря, как это следует из (38-1):

$$U_0 = E_0$$

так как $\Delta U_{\rm m} \rightarrow 0$ при $I \rightarrow 0$.

Характеристика холостого хода (характеристика х. х.) $E_0 = f(i_B)$, определяемая при n = const, для рассматриваемого генератора имеет такой же вид, как и для синхронного генератора. У нее есть восходящая и нисходящая ветви, обусловленные явлением гистерезиса в станине и главных полюсах. Как и в синхронном генераторе, на зажимах генератора постоянного тока имеется небольшое напряжение при выключенном возбуждении ($i_B = 0$), индуктируемое остаточны м магнитным полем машины.

Расчетная характеристика х. х. (проводимая посередине между восходящей и нисходящей ветвями) имеет вид, аналогичный характеристике у синхронных машин. Для большинства генераторов постоянного тока характеристика х. х., построенная в относительных единицах, близка к нормальной характеристике х. х. синхронных машин (§ 23-5).

В режиме холостого хода можно опытным путем определить механические потери и потери в сердечнике якоря, измеряя мощность P_1 , подводимую к генератору и равную в рассматриваемом режиме потерям p_0 ; это следует из уравнения (38-3), в котором для режима холостого хода следует положить $P_{\rm 2M} = 0$.

§ 38-3. Режим холостого хода генератора параллельного возбуждения

У генератора параллельного возбуждения в режиме холостого хода ток в якоре равен току возбуждения (рис. 38-2): $I = i_{\rm B}$. Поскольку ток $i_{\rm B}$ обычно не превосходит 2—4% от номинального значения тока в цепи якоря $I_{\rm H}$, то в (38—1) можно пренебречь падениями напряжения и считать, что $U_0 \approx E_0$.
Экспериментальным путем характеристика х. х. у рассматриваемого генератора может быть определена только в первом квадранте, так как при изменении знака тока $i_{\rm B}$ напряжение U_0 проходит через нулевое значение и возбуждение машины пропадает.

Генератор параллельного возбуждения работает по принципу самовозбуждения. В исходном режиме, пока ток возбуждения отсутствует, во вращающемся якоре индуктируется э. д. с. от остаточного поля. Для того чтобы генератор мог самовозбудиться, т. е. мог увеличить магнитное поле и соответственно напряжение на своих зажимах до желаемой величины, необходимо выполнить некоторые условия. В чем же состоят условия самовозбуждения генератора параллельного возбуждения?

Прежде всего, в генераторе должно существовать остаточное поле, являющееся своего рода первопричиной процесса самовозбуждения. Индуктируемая этим полем во вращающемся якоре э. д. с. создаст в замкнутом контуре якорь — обмотка возбуждения ток $i_{\rm B}$. Если обмотка возбуждения включена согласно с остаточным полем, а это значит, что магнитное поле возбуждения направлено в сторону остаточного поля, то появляющийся ток $i_{\rm B}$ усиливает остаточное поле, поток машины Φ_d возрастает и увеличивается э. д. с. в якоре; а это, в свою очередь, приводит к увеличению тока $i_{\rm B}$ и в результате — к дальнейшему нарастанию напряжения на зажимах цепи якоря генератора.

Определим теперь величину напряжения на зажимах генератора U_0 , по достижении которой процесс самовозбуждения закончится и генератор будет работать с неизменными во времени значениями U_0 и $i_{\rm B0}$. С этой целью составим уравнение напряжений для замкнутого контура якорь обмотка возбуждения. Пренебрегая для простоты падением напряжения $\Delta U_{\rm m}$ (ток I мал), будем иметь:

$$E_{0} - (L_{\rm B} + L_{a}) \frac{di_{\rm B}}{dt} = i_{\rm B} (r + r_{\rm B.c}), \qquad (38-4)$$

где $L_{\rm B}$, L_a — индуктивности цепей возбуждения и якоря; сопротивление цепи возбуждения $r_{\rm B.c} = r_{\rm B} + r_{\rm p}$; $r_{\rm B}$, $r_{\rm p}$ — активные сопротивления обмотки возбуждения и регулировочного реостата, включаемого в цепь этой обмотки.

Поскольку в (38-4) э. д. с. E_0 является нелинейной функцией тока возбуждения $i_{\rm B}$, целесообразно представить уравнение (38-4) графически. На рис. 38-1 в функции тока $i_{\rm B}$ нанесена прямая $i_{\rm B}$ ($r + r_{\rm B,C}$) и характеристика х. х. $E_0 = f(i_{\rm B})$. (Если характеристика $E_0 = f(i_{\rm B})$ определяется опытным путем, то обмотка возбуждения генератора должна, строго говоря, включаться по схеме независимого возбуждения). Ординаты, заключенные между ними, представляют, как видно из (38-4), величину,



Рис. 38-1. К определению самовозбуждения генератора параллельного возбуждения.

 $E_0 = f(i_B); 1 - n = n_H; 2 - n = 0,8n_H;$ $i_B (r + r_{BC}) = f(i_B); 3 - r + r_{BC} = r_C;$ $4 - r + r_{BC} = 1,3r_C,$ где r_C – некоторое значение сопротивления $r + r_{BC}$. равную $(L_{\rm B} + L_a) \frac{di_{\rm B}}{dt}$. На тех участках графика, где $E_0 > i_{\rm B} (r + r_{\rm B.C})$, производная $di_{\rm B}/dt > 0$, а при $E_0 = i_{\rm B} (r + r_{\rm B.C})$ она равна нулю.

Таким образом, процесс самовозбуждения, характеризующийся нарастанием во времени тока возбуждения, будет иметь место в той части графика на рис. 38-1, где $di_{\rm B}/dt > 0$. В установившемся режиме, которым заканчивается процесс самовоз-буждения, $di_{\rm B}/dt = 0$. Следовательно, э. д. с. E_0 и ток $i_{\rm B0}$ в установившемся режиме холостого хода определяются точкой пересечения характеристики $E_0 = f(i_{\rm B})$ и прямой $i_{\rm B}$ ($r + r_{\rm B.c}$). Напряжение на зажимах генератора параллельного возбуждения в режиме холостого хода $U_0 \approx E_0$.

При отсутствии регулировочного сопротивления генератор параллельного возбуждения, вращающийся с номинальной скоростью, самовозбуждается до напряжения, равного примерно $(1,2 \div 1,25) U_{\rm H}$. За счет введения сопротивления $r_{\rm p}$ достигается снижение этой величины до заданного уровня.

Если генератор работает со скоростью, меньшей номинальной, то при заданной величине сопротивления $r + r_{\rm B,c}$ он развивает меньшее напряжение, чем при номинальной скорости вращения. На рис. 38-1 показаны э. д. с. E_0 в режиме холостого хода при $n = 0.8 n_{\rm H}$ и $n = n_{\rm H}$ для двух значений сопротивления $r + r_{\rm B,c}$. Характер зависимости тока $i_{\rm B} = f(t)$ в процессе самовозбуждения будет рассмотрен ниже в § 40-3.

Режим холостого хода генератора смешанного возбуждения ничем не отличается от такового у генератора параллельного возбуждения, поскольку ток нагрузки $I_{\rm Hr}$ равен нулю и последовательная обмотка не работает. Очевидно, режим холостого хода возбужденного генератора последовательного возбуждения возникнуть не может, так как у такого генератора ток нагрузки является одновременно и током возбуждения. Вместе с тем, зависимость э. д. с. E_0 от тока возбуждения — ее для генератора последовательного возбуждения лишь условно можно назвать характеристикой х.х. — имеет обычный вид, и ее можно определить опытным путем, включая обмотку возбуждения генератора по схеме независимого возбуждения.



Рис. 38-2. Схемы генераторов постоянного тока. Возбуждение: *а* — независимое; *б* — параллельное; *е* — последовательное; *г* — смешанное.

§ 38-4. Режим работы генератора на автономную нагрузку

Пусть генератор постоянного тока работает на автономную нагрузку в виде некоторого сопротивления $r_{\rm Hr}$, включенного на зажимы цепи якоря машины (рис. 38-2). Будем характеризовать величину нагрузки генератора током нагрузки $I_{\rm Hr} = U/r_{\rm Hr}$. Обычно скорость вращения генератора мало меняется при изменении нагрузки, поэтому примем ее постоянной.

Рассмотрим два основных режима нагрузки генератора: а) при изменении нагрузки регулирование в цепи возбуждения не производится; б) ток возбуждения регулируется таким образом, чтобы напряжение генератора U для различных нагрузок оставалось постоянным. Первый режим характеризуется изменяющимся напряжением генератора U, которое можно определить в виде зависимости $U = f(I_{\rm Hr})$, называемой в н е ш н е й х а р а к т е р и с т и к о й генератора. Второй режим с принудительным регулированием тока возбуждения $i_{\rm B}$ достаточно описать зависимостью $i_{\rm B} = f(I_{\rm Hr})$ — так называемой р е г у л и р о в о ч н о й х а р а к т е р и с т и к о й генератора, так как другие величины, определяющие режим (U, n), остаются постоянными.

Покажем общий вид внешних и регулировочных характеристик генераторов с различными системами возбуждения.

внешние характеристики генераторов

Характер изменения напряжения генератора U є его нагрузкой определяется уравнением (38-1). Если иметь в виду генератор независимого возбуждения ($I = I_{\rm Hr}$), то при отсутствии регулирования в цепи возбуждения (напряжение, приложенное к ней, и сопротивление $r_{\rm p}$ постоянны) ток $i_{\rm B}$ = const и, следовательно, основной поток машины остается неизменным.

Поэтому можно указать на две причины, приводящие к снижению напряжения U с ростом нагрузки генератора: 1) падение напряжения в цепи якоря; 2) уменьшение результирующего потока Φ_d под воздействием поперечной реакции якоря в машине с насыщенным магнитопроводом (§ 3-10, б) и, следовательно, уменьшение э. д. с. E.

Таким образом, напряжение U монотонно снижается при увеличении нагрузки.

Внешняя характеристика генератора независимого возбуждения показана на рис. 38-3. Она может быть построена, если известны: характеристика х. х. генератора, сопротивление цепи якоря r и размагничивающая составляющая поперечной м. д. с. якоря F_{ρ} (§ 3-10, δ). В первом приближении достаточно принять, что м. д. с. F_{ρ} пропорциональна току якоря I. Построение зависимости $U = f(I_{\rm Hr})$ ведется в соответствии с (38-1). Для заданного тока возбуждения $i_{\rm B} = {\rm const}$ (на рис. 38-3 отрезок \overline{oa}) находится э. д. с. E: на оси абсцисс откладывается результирующая м. д. с., равная в масштабе тока возбуждения $i_{\rm B} - i_{\rm B\rho} = aa - ab = ob$, где $i_{\rm B\rho} = F_{\rho}/w_{\rm B}$, а $w_{\rm B}$ — число витков обмотки возбуждения на полюсе; э. д. с. E определяется отрезками bd = ac. Вычитая далее из ac = E отрезок с $\overline{f} = Ir + \Delta U_{\rm m}$, получаем напряжение $U = a\overline{f}$. Снося точку f в левый квадрант рис. 38-3 с абсциссой $o\overline{h}$, равной выбранному току $I = I_{\rm Hr}$, получаем точку f', принадлежащую внешней характеристике генератора.

Для других значений тока $I_{\rm Hr}$ прямоугольный треугольник *cdf* меняет свои размеры, но по-прежнему его катет *cf* размещается на прямой *ag*, а вершина *d* на характеристике х. х. При $I_{\rm Hr} = 0$ треугольник *cdf* вырождается в точку *g*, которая определяет напряжение в режиме холостого хода U_0 .

Изменение напряжения при переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки ($I_{\rm Hr} = I_{\rm Hr,H}$) обычно характеризуется величиной ΔU , вычисляемой в процентах:

$$\Delta U = \frac{U_0 - U_{\rm H}}{U_{\rm H}} \cdot 100 \, [\%].$$



Рис. 38-3. Внешняя характеристика генератора независимого возбуждения.



Рис. 38-4. Внешняя характеристика генератора параллельного возбуждения. $I - E_0 = f(i_B); 2 - U = i_B r_B c.$

У генераторов независимого возбуждения ΔU обычно не превосходит 5—10%.

При определении внешней характеристики генератора параллельного возбуждения следует иметь в виду, что, несмотря на отсутствие регулирования в цепи возбуждения, ток $i_{\rm B}$ меняется при изменении U, так как для этой схемы возбуждения $i_{\rm B} = U/r_{\rm B.c.}$

Поэтому наряду с указанными выше двумя причинами, обусловливающими снижение напряжения U при увеличении нагрузки, в генераторе параллельного возбуждения действует еще одна: уменьшение основного потока машины и, значит, э. д. с. E за счет неизбежного уменьшения тока возбуждения при увеличении нагрузки.

Таким образом, изменение напряжения ΔU у генератора параллельного возбуждения больше, чем у генератора независимого возбуждения, и доходит до 15-25%.

На рис. 38-4 представлена внешняя характеристика генератора параллельного возбуждения и дано ее построение.

Пусть задано постоянное сопротивление цепи возбуждения $r_{\rm B.C.}$ Напряжение U определяется, как и для генератора независимого возбуждения (рис. 38-3), отрезком af между осью абсцисс и вершиной f треугольника cdf, у которого горизонтальный и вертикальный катеты соответственно равны $i_{\rm Bp}$ и $Ir + \Delta U_{\rm ul} \approx I_{\rm HF}r + \Delta U_{\rm ul}$. Вершина d этого треугольника лежит на характеристике x. x.

613



Рис. 38-5. Внешняя характеристика генератора последовательного возбуждения. $1 - E = f(I); \quad 2 - U = f(I).$ Для рассматриваемого генератора ток $i_{\rm B}$ и напряжение U взаимосвязаны, а именно при постоянстве сопротивления $r_{\rm B,C}$ они пропорциональны друг другу ($U = i_{\rm B} r_{\rm B,C}$). Поэтому точка f на графике рис. 38-4 должна при различных токах возбуждения обязательно находиться на прямой $U = i_{\rm B} r_{\rm B,C}$, тангенс угла наклона которой к оси абсцисс пропорционален сопротивлению $r_{\rm B,C}$. В остальном построение внешней характеристики производится аналогично тому, как было показано на рис. 38-3.

Отметим, что если внешняя характеристика у генератора независимого возбуждения монотонно понижается и пересекает ось абсцисс при весьма больших значениях тока $I_{\rm Hr}$, то у генератора параллельного возбуждения она имеет перегиб при токах $I_{\rm Hr}$, обычно равных $(2 \div 2,5) I_{\rm Hr,H}$. Подобный вид ее объясняется зависимостью тока возбуждения от напряжения генератора.

Построение внешней характеристики генератора последовательного возбуждения приведено на рис. 38-5. Ток возбуждения у такого генератора одновременно является и током якоря и током нагрузки. Треугольник *cdf* вершиной *d* размещается на характеристике E = f(I), определенной при независимом возбуждении генератора. Стороны этого треугольника увеличиваются с ростом тока *I*, и внешняя характеристика получается



Рис. 38-6. Внешняя характеристика генератора смешанного возбуждения.

в виде кривой 2 на рис. 38-5. Как видно из этого рисунка, напряжение на зажимах генератора сильно меняется при изменении нагрузки, поэтому генераторы последовательного возбуждения применяются только в специальных случаях.

Генератор смешанного возбуждения имеет внешнюю характеристику такого вида, как это представлено на рис. 38-6. Наличие последовательной обмотки возбуждения, включенной согласно с параллельной обмоткой, приводит к увеличению потока машины Φ_d при переходе от холостого хода к нагрузке. До тех пор, пока магнитопровод генератора насыщен несильно, увеличение тока нагрузки вызывает заметное увеличение потока Φ_d , так что напряжение генератора даже увеличивается с ростом нагрузки (увеличение э. д. с. *Е* преобладает над падением напряжения $Ir + \Delta U_{\rm m}$). При дальнейшем увеличении тока $I_{\rm Hr}$ поток Φ_d и э. д. с. *Е* растут медленнее, чем падение напряжения в цепи якоря, и напряжение генератора начинает уменьшаться. Вид внешней характеристики, а вместе с ним и величина изменения напряжения ΔU у генератора смешанного возбуждения зависят от соотношения м. д. с. обмоток последовательного и параллельного возбуждения. При достаточно сильной последовательной обмотке величина ΔU может быть отрицательной ($U_{\rm H} > U_0$).

6) РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРОВ

Характер требуемого регулирования возбуждения генератора из условия поддержания постоянным напряжения на его зажимах при различных нагрузках определяется регулировочной характеристикой $i_{\rm B} = f(I_{\rm Hr})$ ($U = {\rm const}; n = {\rm const}$). Регулирование величины основного потока машины позволяет компенсировать изменение напряжения U, вызванное влиянием реакции якоря на поток Φ_d и падением напряжения

в цепи якоря. Если пренебречь незначительным отличием в токах *I* и *I*_{нг} у генератора параллельного возбуждения, то его регулировочная характеристика ничем не отличается от таковой генератора независимого возбуждения.

На рис. 38-7 дано построение указанной характеристики. Для выбранного значения тока нагрузки $I_{\rm Hr}$ определяются стороны треугольника cdt и он размещается обычным образом: вершина d — на характеристике х. х., а вершина f — на линии nn', отстоящей от оси абсцисс на расстоянии on, равном напряжению генератора U, которое должно поддерживаться постоянным. Затем точка f сносится в нижний квадрант графика с ординатой, равной значению тока $I_{\rm Hr}$, для которого определялся треугольник cdf. При токе $I_{\rm Hr} = 0$ треугольник cdf вырождается в точку g, которая и определяет ток возбуждения для режима холостого хода.

На этом же рисунке показана регулировочная характеристика генератора смешанного возбуждения, характер которой нетрудно объяснить, имея в виду внешнюю характеристику такого генератора (рис. 38-6).



Рис. 38-7. Регулировочные характеристики генераторов независимого, параллельного (1) и смешанного (2) возбуждения.

Наличие последовательной обмотки возбуждения уменьшает диапазон регулирования тока в параллельной обмотке возбуждения генератора. Применение последовательной обмотки на генераторе смашанного возбуждения является простейшим примером так называемого к о м п а у н д и р о в а н и я машины, т. е. устройства на ней системы возбуждения, автоматически регулирующей напряжение на зажимах якоря в зависимости от тока его нагрузки.

Отметим, что обычный генератор последовательного возбуждения не имеет регулировочной характеристики. В некотором диапазоне нагрузок можно было бы поддерживать на генераторе U = const, шунтируя обмотку возбуждения и регулируя ток в шунте.

§ 38-5. Совместная работа генераторов на общую нагрузку

В некоторых случаях несколько генераторов постоянного тока могут вместе работать на общую нагрузку. Чаще всего совместная работа генераторов протекает при параллельном включении их якорей, хотя встречаются установки, в которых генераторы соединены последовательно. Наибольший интерес с режимной точки зрения представляет совместная работа генераторов при параллельном включении якорей (параллельная работа). На рис. 38-8 показана схема такого включения обмоток двух генераторов независимого возбуждения при работе на сопротивление нагрузки *г*_{нг}.

Включение генераторов на параллельную работу производится достаточно просто. Пусть генератор I на схеме рис. 38-8 работает на сопротивление $r_{\rm Hr}$, а генератор II необходимо включить на параллельную работу. Перед включением якоря генератора II на шины с напряжением U необходимо удостовериться, что его полярность соответствует полярности шин. Далее следует возбудить генератор II таким образом, чтобы его э. д. с. E_{II} стала равна напряжению на шинах U, после чего генератор II может быть включен параллельно работающему генератору I. После включения генератора II величина тока I_{II} равна нулю, так как из уравнения напряжения цепи якоря машины, принимая $\Delta U_{\rm m} = 0$, получаем:

$$I_{\rm II} = \frac{E_{\rm II} - U}{r_{\rm II}},\tag{38-5}$$

a $E_{II} = U$.

Изменение электрической мощности, отдаваемой генератором в сеть, производится путем изменения механической мощности, подводимой к нему со стороны первичного двигателя. В свою очередь, механическая мощность первичного двигателя регулируется с помощью специального регулятора, который реагирует на изменение скорости первичного двигателя и изменяет количество рабочего агента, поступающего в него.

Пусть, например, требуется, чтобы генератор II после включения на параллельную работу принял на себя некоторую нагрузку ($I_{II} \neq 0$). Для этого, как видно из (38-5), следует увеличить э. д. с. генератора E_{II} , усиливая возбуждение машины. При $E_{II} > U$ генератор II начнет отдавать в сеть мощность, равную UI_{II} . В исходном режиме холостого хода



Рис. 38-8. Схема включения генераторов независимого возбуждения на параллельную работу.

генератора $M_{\rm PM}=0$ и в соответствии с (38-2) $M_1=M_0$, т. е. момент первичного двигателя преодолевает момент холостого хода генератора. При появлении тока І и в генераторе возникает электромагнитная мощность $P_{\partial M} = E_{II}I_{II}$ и электромагнитный момент $M_{\partial M} = P_{\partial M}/\Omega$. В этом случае уравнение моментов установившегося режима (38-2) должно быть заменено общим уравнением (5-26), которое показывает, что при неизменном значении M_1 возникает отрицательный динамический момент $J rac{d\Omega}{dx}$ и скорость генератора начинает уменьшаться. Уменьшение скорости регистрируется регулятором первичного двигателя, который увеличивает количество рабочего агента, поступающего в двигатель, в результате чего увеличивается момент на валу генератора M_1 . Новый установившийся режим с постоянной скоростью получается при большем значении момента M_1 , который теперь становится равным $M_{2M} + M_0$. Отметим, что если первичным двигателем является электрический двигатель постоянного или переменного тока, то его момент в соответствии с механической характеристикой автоматически (без специального регулятора) увеличивается, как только скорость вращения начнет уменьшаться.

Таким образом, увеличение тока возбуждения генератора приводит к косвенному воздействию на регулятор первичного двигателя и в конечном счете к увеличению мощности, отдаваемой генератором в сеть. Если параллельно работающие генераторы имеют соизмеримую номинальную мощность, то регулирование возбуждения на одном из них приводит к некоторому изменению режима работы других, так как это связано с изменением напряжения на шинах U. Так, установившийся режим работы двух параллельно работающих генераторов определяется уравнением (38-5) генератора II, аналогичным уравнению другого генератора — I:

$$I_{\rm I} = \frac{E_{\rm I} - U}{r_{\rm I}},\tag{38-6}$$

и уравнением сети

$$U = (I_{\rm I} + I_{\rm II}) r_{\rm HP}. \tag{38-7}$$

Решение уравнений (38-5) — (38-7) имеет вид:

$$I_{\rm I} = \frac{E_{\rm I} (r_{\rm HF} + r_{\rm II}) - E_{\rm II} r_{\rm HF}}{r_{\rm 2}}, \qquad (38-8)$$

$$I_{\rm II} = \frac{E_{\rm II} \left(r_{\rm HF} + r_{\rm I} \right) - E_{\rm I} r_{\rm HF}}{r_{\rm a}}, \qquad (38-9)$$

$$U = \frac{r_{\rm HF} \left(E_{\rm I} r_{\rm II} + E_{\rm II} r_{\rm I} \right)}{r_{\rm P}},\tag{38-10}$$

где $r_{\vartheta} = r_{\rm HF} (r_I + r_{II}) + r_I r_{II}.$

Из приведенных выражений видно, что изменение тока возбуждения (и, следовательно, э. д. с.) одного из генераторов приводит не только к изменению тока якоря данного генератора, но также к изменению тока якоря другого генератора и напряжения на шинах U. Например, увеличение возбуждения одного из генераторов при $r_{\rm Hr}$ = const сопровождается увеличением его мощности, уменьшением мощности другого генератора, повышением напряжения U и увеличением нагрузки сети $U^2/r_{\rm Hr}$. Уменьшение возбуждения одного из генераторов приводит к противоположным изменениям указанных величин.

Для сохранения напряжения на шинах постоянным при изменении нагрузки сети необходимо регулировать э. д. с. обоих генераторов и, следовательно, распределять нагрузку между обоими генераторами. Характер изменения токов возбуждения генераторов в этом случае определяется их регулировочными характеристиками $i_{\rm B} = f(I_{\rm Hr})$ при U == const.

Если при изменении сопротивления нагрузки $r_{\rm Hr}$ возбуждение генераторов не регулируется, то распределение нагрузки между параллельно работающими генераторами можно определить не только по выражениям (38-8) — (38-10), но и графически с помощью внешних характеристик генераторов. На рис. 38-9 такие характеристики, построенные в относительных единицах, показаны в предположении, что у двух генераторов





Рис. 38-9. К определению нагрузок параллельно включенных генераторов при неизменном их возбуждении.

Рис. 38-10. Схема включения генераторов смешанного возбуждения на параллельную работу.

они неодинаковы. Пусть возбуждение на генераторах такое, что при номинальной нагрузке машин напряжение на шинах равно номинальному значению (точка A). При уменьшении нагрузки (увеличении сопротивления $r_{\rm Hr}$) и отсутствии регулирования возбуждения на генераторах напряжение U повышается, но, естественно, остается одинаковым для обоих генераторов. Из рис. 38-9 видно, что быстрее разгружается генератор, имеющий более пологую внешнюю характеристику. Так, при напряжении U, определяемом прямой BB, генератор I не несет нагрузки, тогда как нагрузка генератора II, характеризуемая точкой B, еще значительна. Если из исходного режима холостого хода (точка E на рис. 38-9) нагрузить оба генератора, то бо́льшую часть нагрузки (в долях номинального тока машины) воспринимает генератор с более пологой внешней характеристикой (ср. точки A и C).

Параллельная работа генераторов смешанного возбуждения имеет некоторые особенности, связанные с возможной неустойчивостью заданного режима нагрузки. Объясняется это зависимостью э. д. с. генератора от тока нагрузки, поскольку подобные машины имеют последовательную обмотку возбуждения. Не рассматривая здесь этого вопроса, укажем только, что для получения устойчивого режима работы необходимо генераторы соединить между собой с помощью уравнительного провода, как это показано на схеме рис. 38-10.

ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 39-1. Основные уравнения двигателя постоянного тока

Характер преобразования электрической энергии в энергию механическую, являющегося основой работы двигателя постоянного тока, рассмотрен в § 5-3. В § 36-4 дана общая характеристика потерь, возникающих в двигателе при указанном преобразовании энергии.

Для определения рабочих свойств двигателей постоянного тока приведем здесь еще раз их основные уравнения, полученные ранее в гл. 5.

Будем считать, что щетки в двигателе занимают нормальное положение. т. е. расположены на поперечной оси машины.

В соответствии с общим уравнением напряжения цепи якоря (5-39) будем иметь:

$$U_1 = E + Ir + \Delta U_{\rm m},\tag{39-1}$$

где U₁ — напряжение сети постоянного тока, приложенное к зажимам цепи якоря двигателя; $E = c_e n \Phi_d$ — э. д. с., индуктируемая в обмотке якоря результирующим потоком по продольной оси машины Φ_d (§ 4-5); r — сопротивление последовательно соединенных обмоток в цепи якоря; I — ток цепи якоря; $\Delta U_{\rm m}$ — падение напряжения в щеточном контакте. Уравнения моментов в установившемся и переходном режимах (5-31)

и (5-27) приведем здесь еще раз:

$$M_{\rm PM} = M_2 + M_0 = M, \tag{39-2}$$

$$M_{_{\rm PM}} - M = J \, \frac{d\Omega}{dt}. \tag{39-3}$$

В обозначении электромагнитного момента и мощности для простоты опушен инлекс 1.

Электромагнитный момент машины постоянного тока, обусловленный током обмотки якоря, M_{ам} равен на основании (5-22) и данных § 5-6:

$$M_{_{\mathfrak{P}M}} = \frac{P_{_{\mathfrak{P}M}}}{\Omega} = \frac{EI}{\Omega},\tag{39-4}$$

где P_{3M} — электромагнитная мощность обмотки якоря машины; Ω — угловая скорость якоря (индекс 1 при обозначении скорости в (5-22) здесь опущен).

Подставляя в (39-4) выражение для э. д. с. $E = c_e n \Phi_d$, получим:

$$M_{\rm PM} = c_{\rm M.II} I \Phi_d, \tag{39-5}$$

где постоянная $c_{\text{м.п}} = 30c_e/\pi = pN/2\pi a_n$. Полезная мощность двигателя (механическая мощность на валу)

$$P_2 = M_2 \Omega. \tag{39-6}$$

Рабочие свойства двигателей, так же как и генераторов, различны для различных систем возбуждения. Для двигателей применяются те же системы возбуждения, что и для генераторов.

Если область применения генераторов с данной системой возбуждения определяется величиной и характером регулирования напряжения на их зажимах, то для двигателей она определяется видом зависимости $n = f(M_2)$ у рабочего механизма, приводимого во вращение двигателем, условиями пуска в ход и требованиями в отношении регулирования скорости вращения машины.

Ниже кратко рассматриваются пусковые и регулировочные свойства двигателей с различными системами возбуждения, а также дается характеристика их режимов нагрузки.

§ 39-2. Пуск двигателей в ход

Режим пуска двигателя в ход характеризуется следующими данными: кратностями тока якоря $I/I_{\rm H}$ и электромагнитного момента $M_{\rm BM}/M_{\rm H}$ по отношению к номинальным значениям соответствующих величин, временем пуска Т_п, экономичностью способа пуска. Два последних показателя имеют особенно существенное значение при частых пусках двигателя в ход.

Пуск двигателей постоянного тока может быть осуществлен путем: а) прямого включения на сеть (безреостатный пуск), б) включения на сеть через пусковое сопротивление (реостатный пуск), в) изменения напряжения автономной сети. Из указанных способов наибольшее распространение имеет способ реостатного пуска.

а) Безреостатный пуск является самым простым: цепь якоря неподвижного двигателя включается на сеть с заданным напряжением U₁. Одновременно с этим или заранее для двигателя с независимым и параллельным возбуждением подается напряжение и на цепь возбуждения. Ток в цепи якоря I и поток двигателя Ф_d образуют электромагнитный момент $M_{\rm PM}$, под влиянием которого якорь приходит во вращение с очень большим ускорением.

Если пренебречь индуктивностью цепи якоря, то, как можно видеть из уравнения (39-1), в момент включения двигателя на сеть, когда его скорость вращения равна нулю и, следовательно, э. д. с. E = 0, ток в цепи якоря определяется согласно выражению

$$I = \frac{U_1 - \Delta U_{\mathrm{III}}}{r}.$$

Пусть напряжение сети равно номинальному напряжению двигателя $U_{\rm H}$, тогда кратность тока якоря в первый момент безреостатного пуска равна

$$\frac{I}{I_{\rm H}} = \frac{1 - \frac{\Delta U_{\rm H}}{U_{\rm H}}}{\frac{I_{\rm H} r}{U_{\rm H}}}.$$
(39-7)

Поскольку в машинах постоянного тока различной мощности $I_{\rm H}r/U_{\rm H} = 0.02 \div 0.05$, то кратность тока по (39-7) получается весьма значительной. Действительная кратность тока в якоре получается меньше, чем по (39-7), вследствие того, что под влиянием индуктивности цепи якоря максимум тока наступает не в момент включения двигателя на сеть, а чуть позже, когда скорость n и э. д. с. E уже не равны нулю и ток определяется соотношением

$$I = \frac{U_1 - E - \Delta U_{\rm III}}{r}.$$

Тем не менее, ток получается весьма большим. Следствием этого является расстройство процесса коммутации в двигателе. Кроме того, значительные токи якоря при пуске могут обусловить посадку напряжения сети U_1 и вызвать механический удар рабочего механизма при соизмеримых маховых моментах двигателя и рабочего механизма вследствие резкого увеличения момента $M_{\text{эм}}$. Поэтому безреостатный способ пуска применим



Рис. 39-1. Схема пуска двигателя параллельного возбуждения.

только для двигателей самой малой мощности ($P_{\rm H} < 0.5 \div 1.0~\kappa em$).

б) Реостатный пуск рассмотрим на примере двигателя параллельного возбуждения. Ток в цепи якоря при пуске двигателя может быть ограничен с помощью пускового сопротивления, включаемого последовательно с якорем машины (рис. 39-1). Пусковой реостат ПР имеет секционированное сопротивление, так что величина сопротивления в цепи якоря меняется в зависимости от числа включенных секций реостата. При ручном управлении пусковым реостатом это достигается перемещением рукоятки P, которая имеет электрический контакт не только с пусковым сопротивлением, но и с металлической пластиной Π , соединенной с обмоткой возбуждения двигателя. Последнее обеспечивает подачу напряжения на обмотку возбуждения при любом рабочем положении рукоятки P, а при снятии напряжения с двигателя путем перевода рукоятки на холостой контакт дает возможность энергии магнитного поля, запасенной в обмотке возбуждения, выделиться в пусковом сопротивлении, что исключает возникновение перенапряжений.

Реостатный пуск осуществляется следующим образом. При положении рукоятки пускового реостата на холостом контакте O на схему подается напряжение сети U_1 . Затем рукоятка P переводится на первый рабочий контакт, в результате чего на якорь двигателя подается напряжение, а в цепь якоря оказывается полностью включенным пусковое сопротивление (на схеме рис. 39-1 оно равно $r_1 + r_2 + r_3$). Пренебрегая индуктивностью якоря, получаем величину наибольшего тока $I_{\text{макс}}$ в момент включения, пока скорость $n \approx 0$, в виде:

$$I_{\text{MARC}} = \frac{U_1 - \Delta U_{\text{III}}}{r + r_1 + r_2 + r_3}$$

Сопротивление $r_1 + r_2 + r_3$ подбирается так, чтобы получить желаемую величину тока $I_{\text{макс}}$. Возникающий в двигателе электромагнитный момент приводит якорь во вращение с ускорением, определяемым из уравнения (39-3):

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M_{\rm PM} - (M_2 + M_0)}{J}.$$
(39-8)

При неизменной величине пускового сопротивления и постоянстве момента $M_2 + M_0$ уравнение (39-8) указывает на экспоненциальный характер нарастания скорости Ω во времени.

С увеличением скорости ток в якоре уменьшается, так как цри $n \neq 0$ он определяется выражением

$$I = \frac{U_1 - c_e n \Phi_d - \Delta U_{\rm III}}{r + r_1 + r_2 + r_3}.$$

С уменьшением тока I пропорционально уменьшается электромагнитный момент $M_{\rm 9M} = c_{\rm M,n} I \Phi_d$, так как в двигателе параллельного возбуждения можно считать при пуске $\Phi_d = {\rm const.}$ Вместе с этим, как следует из (39-8), нарастание скорости двигателя замедляется. Для того чтобы не увеличивать время пуска $T_{\rm n}$, по достижении током некоторого значения $I_{\rm мин}$ при скорости якоря, равной n_1 , его снова скачком увеличивают, переводя рукоятку P на следующий контакт и выключая тем самым секцию



Рис. 39-2. Изменение тока якоря и скорости в процессе пуска двигателя.

пускового реостата с сопротивлением r_1 . Величина последнего подбирается так, чтобы при его выключении ток в якоре стал равным

$$I_{\text{MAKC}} = \frac{U_1 - c_e n_1 \Phi_d - \Delta U_{\text{III}}}{r + r_2 + r_3}.$$

При оставшихся включенными секциях пускового реостата $r_2 + r_3$ разгон двигателя происходит аналогично описанному выше. На рис. 39-2 показан характер изменения тока якоря I и скорости n во времени при пуске двигателя. В момент времени t_1 выключается первая секция пускового реостата r_1 . Секции r_2 и r_3 выключаются в моменты времени t_2 и t_3 , когда ток якоря снижается до значения $I_{\text{мин}}$. Все сопротивления r_1 , r_2 , r_3 рассчитаны так, чтобы ток якоря изменялся в пределах между $I_{\text{макс}}$ и $I_{\text{мин}}$. После выключения пускового реостата двигатель разгоняется до установившейся скорости n_y , а ток якоря стремится к установившемуся значению I_y , определяемому из выражения

$$I_{\mathrm{y}} = \frac{M_2 + M_0}{c_{\mathrm{M.II}} \Phi_d}.$$

На рис. 39-2 штриховкой показана также величина, пропорциональная разности моментов $M_{\rm 2M} - (M_2 + M_0)$, определяющая ускорение двигателя. Момент $M_2 + M_0$ принят постоянным.

Обычно при пуске $I_{\text{макс}} = (1,5 \div 1,7) I_{\text{H}}$, а $I_{\text{мин}} = (0,2 \div 1,2) I_{\text{H}}$. В случае легких условий пуска (пуск без нагрузки, $M_2 = 0$) в пусковом реостате достаточно иметь одну-три секции, при тяжелых условиях число секций увеличивается до четырех-семи.

Отметим особенность пуска двигателя последовательного возбуждения. Поскольку в таком двигателе поток Φ_d определяется током якоря I, то при пуске, когда $I > I_{\rm H}$, поток Φ_d превышает свое номинальное значение, и электромагнитный момент $M_{\rm PM}$ двигателя при прочих равных условиях в процессе пуска больше, чем у двигателя параллельного возбуждения. Таким образом, двигатель возбуждения последовательного приспособлен для тяжелучше



Рис. 39-3. Схема установки генератор двигатель (Г—Д).



лых условий пуска, нежели двигатель параллельного возбуждения. Вся операция реостатного пуска осуществляется либо вручную, либо автоматически.

в) П V С К двигателя в ход при изменяющемся напряжении сети может быть осуществлен лишь в специальных случаях, когда имеется возможность регулировать напряжение U_1 , подведенное к двигателю. В качестве примера можно указать на так называемую установку генератор — двигатель (рис. 39-3), в которой источником электрической энергии служит генератор постоянного тока с напряжением, регулируемым в широких пределах. Устанавливая на генераторе достаточно малое напряжение U₁ и подавая его непосредственно на зажимы якоря двигателя, можно получить приемлемое значение тока в начальный момент пуска двигателя. По мере увеличения скорости двигателя напряжение U₁ постепенно повышают до номинального значения, регулируя возбуждение генератора.

§ 39-3. Механические характеристики двигателей

Механическая характеристика двигателя $n = f(M_{\text{3M}})$ показывает, как при отсутствии регулирования возбуждения изменяется его скорость в зависимости от величины нагрузки M_2 (в установившемся режиме $M_{\text{3M}} = M_2 + M_0$). Эта характеристика определяется при $U_1 = \text{const}$, т. е. для обычных условий работы двигателя.

Независимо от системы возбуждения двигателя из уравнения (39-1) найдем для наиболее общего случая, когда в цепь якоря включено некоторое сопротивление r_n:

$$n = \frac{U_1 - \Delta U_{\rm III} - I(r + r_{\rm p})}{c_e \Phi_d} \approx \frac{U_1 - I(r + r_{\rm p})}{c_e \Phi_d}.$$
 (39-9)

Общее уравнение механической характеристики двигателя получим, если в (39-9) подставим ток I, выраженный через электромагнитный момент: $I = M_{\text{DM}}/c_{\text{M,II}}\Phi_d$:

$$n = \frac{U_1}{c_e \Phi_d} - \frac{M_{\mathfrak{M}} (r + r_p)}{c_e c_{\mathsf{M},\Pi} \Phi_d^{\mathfrak{m}}}.$$
 (39-10)

а) У двигателей независимого и параллельного возбуждения стателей независимого и параллельного возбуждения остается неизменным, а потому, пренебрегая действием реакции якоря на величину потока Φ_d , можно последний считать постоянным. Таким образом, у этих двигателей в соответствии с (39-10) механические характеристики имеют вид прямых, наклон которых к оси абсцисс зависит от величины сопротивления r_p (рис. 39-4). Естественная механическая характеристика ($r_p = 0$) имеет достаточно малый наклон к оси абсцисс: изменение скорости при переходе от режима холостого хода ($M_2 = 0$; $n = n_0$) к режиму номинальной нагрузки ($M_{2M} = M_{\rm H}$; $n = n_{\rm H}$), равное $\Delta n = \frac{n_0 - n_{\rm H}}{n_0} \cdot 100$, не превосходит для двигателей различной мощности 3-8%.

При достаточно большом значении сопротивления $r_{\rm p}$ механическая характеристика пересекает ось абсцисс вблизи точки номинального момента. Часть характеристики, расположенная в нижнем правом квадранте, определяет работу машины в режиме электромагнитного тормоза.

Сопоставим работу машины в режимах двигателя и тормоза на примере установки, в которой необходимо поднимать и опускать некоторый груз. Будем считать момент $M_2 + M_0$ постоянным. Подъем заданного груза



Рис. 39-4. Механические характеристики двигателя параллельного возбуждения.

с наибольшей скоростью осуществляется двигателем при $r_{\rm n} = 0$.

Пусть установившийся режим подъема груза характеризуется точкой A на рис. 39-4. При введении в цепь якоря сопротивления r_{p1} двигатель в первый момент продолжает работать с той же скоростью, но развивая при этом меньший электромагнитный момент, определяемый точкой A' на механической характеристике, соответствующей сопротивлению r_{n1} . (При таком рассмотрении пренебрегаем влиянием индуктивности цепи якоря на изменение тока в этой цепи). Как видно из (39-8), машина испытывает отрицательное ускорение, скорость двигателя уменьшается и новый установившийся режим определяется точкой B, в которой $M_{\rm 9M} = M_2 + M_0$. Включая в цепь якоря сопротивление $r_{\rm p2}$, получаем новый установившийся режим при n = 0, т. е. когда двигатель удерживает груз в неподвижном состоянии. При дальнейшем увеличении сопротивления $r_{\rm p}$ до значения $r_{\rm p3}$ установившийся режим с постоянной скоростью характеризуется точкой B. В этом режиме машина вращается в направлении, противоположном исходному: груз опускается и скорость спуска не увеличивается благодаря тому, что машина постоянного тока развивает электромагнитный момент, уравновешивающий момент $M_2 + M_0$. Этот режим, когда вращение машины происходит в сторону действия момента механической силы на валу, но против электромагнитного момента, называется р е ж и м о м электромагнитного то р м о з а.

Если в двигательном режиме ток в якоре $I = \frac{U_1 - c_e n \Phi_d}{r + r_p} > 0$, то в режиме тормоза (n < 0) ток I сохраняет свое направление. Следовательно, в обоих указанных режимах машина потребляет мощность из сети постоянного тока. Поскольку в режиме тормоза вращение машины происходит под действием механической силы, приложенной к валу, то к машине подводится энергия и со стороны вала. Поступающая с двух сторон энергия рассеивается главным образом в сопротивлении цепи якоря $r + r_p$. Поэтому практически режим электромагнитного тосхадовательно с двигателем постоянного тока.

Часть механической характеристики, располагающаяся в левом верхнем квадранте рис. 39-4, определяет работу машины в режиме генератора. Действительно, если в режиме холостого хода двигателя ($n = n_0$, $M_{\rm PM} = M_0$) приложить к валу момент M_1 , направленный в сторону вращения машины, то скорость якоря увеличится. Это, в свою очередь, приведет к увеличению э. д. с. *Е* машины, и, если $c_e n \Phi_d > U_1$, знак тока *I* изменится. Машина будет не потреблять мощность из сети постоянного тока, как это имеет место в режиме двигателя, а, напротив, — отдавать ее в сеть, т. е. начнет работать генератором.

Отметим, что у высокоиспользованных двигателей независимого и параллельного возбуждения поперечная реакция якоря может уменьшать поток Φ_d при увеличении нагрузки в такой степени, что скорость вращения двигателей в соответствии с (39-10) начнет увеличиваться с ростом нагрузки, а не уменьшаться, как это было получено ранее при $\Phi_d = \text{const.}$ Механическая характеристика двигателей тогда приобретает вид, показанный на рис. 39-4 пунктирной линией. Нетрудно показать (см. § 16-6),



Рис. 39-5. Механические характеристики двигателя последовательного возбуждения.

щена, т. е. что поток возбуждения пропорционален току возбуждения:

что подобная механическая харак-
теристика приведет к неустойчивой
работе двигателя, если
$$dM_{\text{PM}}/dn >$$

 $> dM_2/dn$, в частности при $M_2 =$
= const.

Для обеспечения устойчивой работы указанные двигатели снабжаются небольшой последовательной обмоткой возбуждения, компенсирующей уменьшение потока Φ_d под влиянием реакции якоря.

б) У двигателя последовательного возбуждения поток Φ_d связан с током якоря и поэтому не остается постоянным при изменении момента нагрузки. Положим для простоты, что магнитная цепь двигателя не насы-

$$\Phi_d = c_{\rm B} I_{\rm B}.\tag{39-11}$$

Для такого двигателя будем иметь следующие соотношения:

$$I = I_{\rm B},$$
 (39-12)

$$M_{\partial M} = c_{M,\Pi} I \Phi_d = \frac{c_{M,\Pi}}{c_n} \Phi_d^{\beta}, \qquad (39-13)$$

$$\Phi_d = c_{\Phi} \sqrt{M_{_{\rm PM}}},\tag{39-14}$$

где $c_{\rm B}, c_{\rm db}$ — постоянные величины.

Подставив в (39-10) полученное выражение Φ_d (39-14), найдем уравнение механической характеристики двигателя последовательного возбуждения в виде:

$$n = \frac{U_1}{c_e c_{\Phi} \sqrt{M_{\Im M}}} - \frac{r + r_p}{c_e c_{M,\Pi} c_{\Phi}^2} = \frac{a}{\sqrt{M_{\Im M}}} - b, \qquad (39-15)$$

где *а* и *b* — постоянные величины, причем *b* принимает различные значения в зависимости от величины сопротивления *r*_p.

На рис. 39-5 приведены механические характеристики двигателя последовательного возбуждения для нескольких значений сопротивления r_p . Они показывают на значительное изменение скорости двигателя при изменении нагрузки. В частности, в режиме холостого хода ($M_2 = 0$) скорость вращения получается весьма высокой. Поэтому для двигателей последовательного возбуждения этот режим недопустим.



Рис. 39-5. Механические характеристики двигателя последовательного возбуждения.

что подобная механическая у теристика приведет к неустой работе двигателя, если $dM_{\text{ам}}$ $> d{M}_2/dn,$ в частности при = const.

Для обеспечения устойчиво боты указанные двигатели снаб ся небольшой последовательно моткой возбуждения, компенс щей уменьшение потока Φ влиянием реакции якоря.

б) У двигателя по возб довательного дения поток Φ_d связан с якоря и поэтому не остается янным при изменении момент грузки. Положим для простот магнитная цепь двигателя не

щена, т. е. что поток возбуждения пропорционален току возбуж, $\Phi_d = c_{\rm B} I_{\rm B}$

Для такого двигателя будем иметь следующие соотношения:

$$I = I_{\rm B}, \tag{}$$

$$M_{\Theta M} = c_{M,\Pi} I \Phi_d = \frac{c_{M,\Pi}}{c_B} \Phi_d^{a},$$

$$\Phi_d = c_{\Phi} \sqrt{M_{_{\Theta M}}}, \qquad ($$

где $c_{\rm B}$, c_{Φ} — постоянные величины. Подставив в (39-10) полученное выражение Φ_d (39-14), найдем у ние механической характеристики двигателя последовательного возб ния в виде:

$$n = \frac{U_1}{c_e c_{\Phi} \sqrt{M_{\Im M}}} - \frac{r + r_{\rm p}}{c_e c_{\rm M.II} c_{\Phi}^2} = \frac{a}{\sqrt{M_{\Im M}}} - b, \qquad ($$

где *а* и *b* — постоянные величины, причем *b* принимает различные ния в зависимости от величины сопротивления $r_{\rm p}$.

На рис. 39-5 приведены механические характеристики двигате. следовательного возбуждения для нескольких значений сопротивлен Они показывают на значительное изменение скорости двигателя при нении нагрузки. В частности, в режиме холостого хода ($M_2 = 0$) ск вращения получается весьма высокой. Поэтому для двигателей посл тельного возбуждения этот режим недопустим.

рассмотрении пренебрегаем влиянием индуктивности цепи якоря менение тока в этой цепи). Как видно из (39-8), машина испытывает ательное ускорение, скорость двигателя уменьшается и новый овившийся режим определяется точкой B, в которой $M_{3M} = M_2 +$. Включая в цепь якоря сопротивление $r_{\rm p2}$, получаем новый устаноийся режим при n = 0, т. е. когда двигатель удерживает груз в нежном состоянии. При дальнейшем увеличении сопротивления $r_{\rm p}$ ечения $r_{\rm p3}$ установившийся режим с постоянной скоростью характегся точкой B. В этом режиме машина вращается в направлении, воположном исходному: груз опускается и скорость спуска не увеается благодаря тому, что машина постоянного тока развивает сомагнитный момент, уравновешивающий момент $M_2 + M_0$. Этот и, когда вращение машины происходит в сторону действия момента ической силы на валу, но против электромагнитного момента, назыи режимом электромагнитного то рмоза.

ли в двигательном режиме ток в якоре $I = \frac{U_1 - c_e n \Phi_d}{r + r_p} > 0$, то име тормоза (n < 0) ток I сохраняет свое направление. Следовательно, их указанных режимах машина потребляет мощность из сети поного тока. Поскольку в режиме тормоза вращение машины происпод действием механической силы, приложенной к валу, то к машине иштся энергия и со стороны вала. Поступающая с двух сторон энергия нвается главным образом в сопротивлении цепи якоря $r + r_p$. му практически режим электромагнитного тормоза осуществим лишь аличии сопротивления r_p , включенного последовательно с двигателем нного тока.

сть механической характеристики, располагающаяся в левом верхвадранте рис. 39-4, определяет работу машины в режиме генера-Действительно, если в режиме холостого хода двигателя ($n = n_0$, $= M_0$) приложить к валу момент M_1 , направленный в сторону врамашины, то скорость якоря увеличится. Это, в свою очередь, дет к увеличению э. д. с. E машины, и, если $c_e n \Phi_d > U_1$, знак тока Iится. Машина будет не потреблять мощность из сети постоянного как это имеет место в режиме двигателя, а, напротив, — отдавать еть, т. е. начнет работать генератором.

метим, что у высокоиспользованных двигателей независимого и пального возбуждения поперечная реакция якоря может уменьшать Φ_d при увеличении нагрузки в такой степени, что скорость вращения телей в соответствии с (39-10) начнет увеличиваться с ростом налей в соответствии с (39-10) получено ранее при $\Phi_d =$ const. ическая характеристика двигателей тогда приобретает вид, покай на рис. 39-4 пунктирной линией. Нетрудно показать (см. § 16-6), Механическая характеристика, лежащая под осью абсцисс, определяет работу машины в режиме электромагнитного тормоза. Режим генератора при заданном напряжении сети U₁ практически невозможен.

в) Д в и г а т е л ь с м е ш а н н о г о в о з б у ж д е н и я, имеющий обмотки параллельного и последовательного возбуждения, обладает механической характеристикой, являющейся по виду промежуточной между характеристиками двигателей параллельного и последовательного возбуждения.

§ 39-4. Регулирование скорости двигателей постоянного тока

Двигатели постоянного тока обладают весьма высокими качествами в отношении регулирования их скорости вращения. Там, где требуется плавное изменение скорости рабочего механизма в достаточно широких пределах, в большинстве случаев применяется двигатель постоянного тока.

Принципиальные возможности регулирования скорости двигателя постоянного тока можно видеть из общего уравнения механической характеристики (39-10). В самом деле, поскольку установившийся режим работы характеризуется равенством моментов $M_{\Im M} = M$, в зависимости от вида механической характеристики двигатель будет работать при той или иной скорости, определяемой точкой пересечения механической характеристики $n = f(M_{\Im M})$ и характеристики рабочего механизма n = f(M).

Выражение (39-10) показывает, что видоизменять механическую характеристику двигателя и, следовательно, регулировать его скорость вращения можно тремя путями, а именно изменением: а) внешнего напряжения U_1 , б) сопротивления r_p , включенного в цепь якоря, в) потока Φ_d .

Рассмотрим указанные способы регулирования скорости раздельно, хотя следует иметь в виду, что в практических условиях для расширения диапазона регулирования иногда применяется их комбинация.

а) РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ПУТЕМ ИЗМЕНЕНИЯ ВНЕШНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ U_1

Плавное регулирование скорости посредством изменения напряжения U_1 предполагает возможность непрерывного изменения последнего. Поэтому такой способ применяется только в специальных случаях, например в установке генератор-двигатель, в которой машины постоянного тока имеют независимое возбуждение (рис. 39-3).

Механические характеристики двигателя независимого возбуждения при постоянном потоке Φ_d , но различных напряжениях U_1 показаны на

629



Рис. 39-6. Механические характеристики двигателя независимого возбуждения.





Рис. 39-7. Схема параллельного (a) и последовательного (б) включения якорей двигателей последовательного возбуждения.

рис. 39-6. Там же точками отмечены значения скоростей двигателя, работающего при неизменном моменте M.

Ступенчатое регулирование скорости может быть использовано в установках, содержащих четное число двигателей, работающих в одинаковых условиях. Оно достигается переключением якорных цепей двигателей с параллельного на последовательное соединение. Такой способ применяется, например, в электрической тяге, использующей двигатели последовательного возбуждения (рис. 39-7).

6) РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ПОСРЕДСТВОМ ИЗМЕНЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЦЕПИ ЯКОРЯ

Введение сопротивления в цепь якоря приводит к понижению скорости при заданном моменте M. На рис. 39-4 и 39-5 точками отмечены значения скорости, с которыми будут работать двигатели параллельного и последовательного возбуждения при различных значениях сопротивления $r_{\rm p}$ и постоянном моменте M.

Следует отметить, что рассматриваемый способ регулирования скорости двигателей в случае значительного диапазона изменения скорости неэкономичен. Действительно, к. п. д. двигателя параллельного возбуждения, если исключить режимы нагрузки, близкие к холостому ходу, пропорционален скорости вращения машины:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{M_2\Omega}{U_1(I+i_{\rm B})} \approx \frac{M_2\Omega}{U_2I} = \frac{M_2\Omega c_{\rm M,\Pi}\Phi_d}{U_1M_{\rm 2M}} \approx \frac{c_{\rm M,\Pi}\Phi_d}{U_1}\Omega, \quad (39-16)$$

так как в установившемся режиме $M_{\rm PM} \approx M_2$, а Φ_d и U_1 постоянны. При значительном уменьшении скорости двигателя соответственно снижается и его к. п. д.

Для двигателя последовательного возбуждения, если считать его магнитную цепь не насыщенной, нетрудно получить к.п.д. в виде:

$$\eta = \frac{M_2 \Omega c_{\mathrm{M}.\mathrm{II}} \Phi_d}{U_1 M_{\mathrm{BM}}} \sim \Omega \ \sqrt{M_2},$$

где принято $M_{\rm 2M} = M_2$. Как видно из этого выражения, при постоянстве M_2 к.п. д. двигателя последовательного возбуждения пропорционален скорости вращения машины. И только в случае значительного увеличения момента нагрузки при снижении скорости к.п. д. двигателя останется достаточно высоким (при этом практически не потребуется включения в цепь якоря больших сопротивлений $r_{\rm p}$).

в) РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ПОСРЕДСТВОМ ИЗМЕНЕНИЯ ПОТОКА Φ_d

В двигателях параллельного и независимого возбуждения ток $i_{\rm b}$, а вместе с ним и поток Φ_d изменяются при помощи сопротивления $r_{\rm p}$, включаемого в цепь возбуждения (рис. 39-1). Поскольку в цепи якоря $r_{\rm p} = 0$, можно в первом приближении пренебречь падением напряжения в цепи якоря по сравнению с э. д. с. E; тогда из (39-9) следует:

$$n \approx \frac{U_1}{c_e \Phi_d}.$$
 (39-17)

Таким образом, скорость вращения двигателя изменяется практически обратно пропорционально величине потока Φ_d . Подобную же зависимость при постоянном моменте нагрузки имеет и ток якоря, так как $\int U_{\tau}$

$$I = \frac{M_{\rm PM}}{c_{\rm M} \, {\rm p} \Phi_d} \approx \frac{M_2}{c_{\rm M} \, {\rm p} \Phi_d}$$

Диапазон регулирования скорости двигателей параллельного и независимого возбуждения для рассматриваемого способа обычно не превышает 5:1. При этом двигатели работают с достаточно высоким к. п. д., что следует из выражения (39-16), в котором произведение $\Phi_d \Omega$ на основании (39-17) постоянно.

Регулирование потока Φ_d в двигателе последовательного возбуждения осуществляется двумя путями: шунтированием либо обмотки возбуждения, либо обмотки якоря (рис. 39-8). В обоих случаях токи в обмотках якоря и возбуждения не равны друг другу. Обозначим их отношение

$$k_{\rm m} = \frac{I_{\rm B}}{I}.\tag{39-18}$$



Рис. 39-8. Схемы шунтировок обмоток якоря и возбуждения двигателя последовательного возбуждения.



Рис. 39-9. Механические характеристики двигателя последовательного возбуждения с шунтированными обмотками.

Очевидно, при шунтировании обмотки возбуждения $k_{\rm m} < 1.0$, а при шунтировании обмотки якоря $k_{\rm m} > 1.0$.

Для схем двигателя с шунтированием обмоток соотношение (39-11) остается в силе, но вместо (39-13), (39-14) будем иметь:

$$M_{\mathfrak{PM}} = \frac{c_{\mathfrak{M}.\Pi}}{c_{\mathfrak{B}}k_{\mathfrak{III}}} \Phi_d^{\mathfrak{e}}, \qquad (39-19)$$

$$\Phi_d = c_{\Phi} \sqrt{k_{\rm m} M_{\rm PM}} \,. \tag{39-20}$$

Из (39-20) видно, что при заданном электромагнитном моменте $M_{\rm 2M}$ с помощью шунтирования обмоток двигателя можно регулировать поток Φ_d независимо от нагрузки машины, устанавливая соответствующее значение коэффициента $k_{\rm m}$, т. е. выбирая надлежащую величину сопротивления шунта.

Подставляя выражение потока Φ_d из (39-20) в (39-10) и полагая в послед-

нем $r_{\rm p}=0$, получаем уравнение механической характеристики двигателя последовательного возбуждения с шунтированием его обмоток в виде:

$$n = \frac{U_1}{c_e c_{\oplus} \sqrt{k_{\rm III}} \sqrt{M_{\rm 2M}}} - \frac{r}{c_e c_{\rm M,II} c_{\oplus}^2 k_{\rm III}} = \frac{a_{\rm III}}{\sqrt{M_{\rm 2M}}} - b_{\rm III}, \qquad (39-21)$$

где $a_{\rm m}$, $b_{\rm m}$ — постоянные величины, принимающие различные значения в зависимости от коэффициента $k_{\rm m}$.

Сравнение (39-21) и (39-15) показывает, что в значительной области механическая характеристика у двигателя с шунтированной обмоткой возбуждения ($k_{\rm m} < 1,0$) проходит выше, а у двигателя с шунтированной обмоткой якоря ($k_{\rm m} > 1,0$) — ниже естественной механической характеристики ($k_{\rm m} = 1,0$). На рис. 39-9 представлены указанные характеристики и точками отмечены значения скорости двигателя, работающего при постоянном моменте и различных значениях коэффициента $k_{\rm m}$.

Для всех рассмотренных схем двигателя последовательного возбуждения можно пренебречь падением напряжения в главной цепи по сравнению с э. д. с. E, поэтому остается справедливым приближенное соотношение (39-17), которое помогает дать оценку экономичности регулирования скорости двигателя путем изменения его потока Φ_d . При шунтировании обмоток возбуждения и якоря к. ц. д. двигателя последовательного возбуждения соответственно равен:

$$\eta = \frac{M_2\Omega}{U_1I} = \frac{M_2\Omega c_{\mathrm{M},\Pi}\Phi_d}{U_1M_{\mathrm{\partial}\mathrm{M}}} \approx \text{const,}$$
$$\eta = \frac{M_2\Omega}{U_1I_{\mathrm{B}}} = \frac{M_2\Omega}{U_1k_{\mathrm{II}}I} = \frac{M_2\Omega c_{\mathrm{M},\Pi}\Phi_d}{U_1k_{\mathrm{II}}M_{\mathrm{\partial}\mathrm{M}}} \approx \frac{\text{const}}{k_{\mathrm{II}}},$$

так как $M_2 \approx M_{\text{эм}}$, а $\Phi_d \Omega = \text{const}$, в силу (39-17).

Таким образом, регулирование скорости при шунтировании обмотки возбуждения происходит при высоком к. п. д., а при шунтировании обмотки якоря к. п. д. двигателя тем меньше, чем больше величина коэффициента k_m, т. е. чем значительнее при данном M₂ снижение скорости.

КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

§ 40-1. Общие замечания

Существует ряд тяпов машин постоянного тока специального назначения. Это машины со специфическими рабочими свойствами, которые получаются за счет оригинального использования свойств обмоток якоря и возбуждения, нелинейной магнитной цепи, щеточного аппарата машины. Среди них:

 а) генераторы с комбинированным возбуждением, обеспечивающим желаемую форму внешней характеристики машины;

б) генераторы для дуговой сварки (с двойной полюсной системой, с поперечным возбуждением и трехщеточные);

в) возбудители синхронных машин;

г) усилители;

 д) преобразователи постоянного тока (метадин, одноякорный преобразователь постоянного тока);

е) электрические машины весьма малой мощности - микромашины.

Ниже кратко рассматриваются только две разновидности машин специального назначения — усилители и возбудители синхронных машин.

§ 40-2. Электромашинные усилители

а) ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В электроприводах, энергетических установках, во многих электротехнических устройствах широкое применение нашел принцип непрерывного регулирования и управления. Одним из наиболее существенных элементов схем автоматического регулирования, реализующих этот принцип, является усилитель. Существуют различные типы электрических усилителей: электронные, ионные, магнитные, электромашинные. Каждый из этих типов усилителей имеет свои достоинства и недостатки. Основные преимущества рассматриваемых ниже электро ромашинные, козможность выполнения их на сравнительно большие мощности и, наконец, легко получаемое сочетание усилителя и генератора электрической энергии в одной машине.

Нормальный генератор независимого возбуждения можно рассматривать как простейший ЭМУ: изменение небольшого по величине тока (мощности) в обмотке возбуждения (вход усилителя) приводит к изменению более значительного тока (мощности) в цени якоря (выход усилителя). Подобные усилители называют о д н о с т у п е н ч а т ы м и, так как в них происходит лишь однократное усиление мощности (одна ступень усиления). В м н о г о с т у п е н ч а т ы х усплителях (практически двухи трехступенчатых) происходит последовательное многократное усиление мощности.

Одной из главных характеристик усилителя является величина его к $o \Rightarrow \phi \phi \phi$ и циента усиления k_v , под которым понимается отношение мощностей на вы-

ходе (Рвых) и входе (Рвх) усилителя:

$$k_{\rm y} = \frac{P_{\rm BbIX}}{P_{\rm BX}}.\tag{40-1}$$

В многоступенчатых усилителях выходная мощность какой-либо ступени усиления является одновременно входной мощностью последующей ступени. Поэтому коэффициент усиления такого усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных ступеней k_{v1} , k_{v2} ,..., k_{vn} , определяемых соотношением (40-1):

$$k_{y} = \frac{P_{\text{BLX},n}}{P_{\text{RXI}}} = k_{y1} k_{y2} \dots k_{yn}, \qquad (40-2)$$

где P_{вых n} и P_{вх 1} — выходная мощность последней *n*-ой и входная мощность первой ступеней усиления.

Выражения (40-1), (40-2) показывают, что если в одноступенчатом усилителе коэффициент усиления составляет порядка 50, то в трехступенчатом — он достигает ста тысяч.

Важное значение имеет скорость отработки усилителем сигнала, поступающего на его вход, т. е. быстродействие усилителя. Последнее тем выше, чем меньше постоянные времени цепей возбуждения (управления) каждой ступени усиления. В ряде случаев ЭМУ должен обеспечить пропорциональность между входным сигналом и выходной величиной.

По способу возбуждения различают ЭМУ с поперечным и с продольным полем. К первым относится широко распространенный двухступенчатый усилитель амплидин, а также построенный на его основе магникон; ко вторым — однои многоступенчатые рототролы; двухступенчатые каскадные: двухъякорный усили-

тель — рапидин, с нелинейным элементом магнитопровода — регулекс и, наконец, двухколлекторный усилитель — магнаволыт.

Ниже дается описание двух ЭМУ амплидина и одноступенчатого рототрола.

6) ЭМУ ТИПА АМПЛИДИН

В конструктивном отношении а м п лидин отличается от машины постоянного тока нормального исполнения устройством статора и дополнительным щеточным комплектом, устанавливаемым на коллекторе по продольной оси машины. Сердечник статора амплидина собирается из листов электротехнической стали, имеющих форму, представленную на рис. 40-1. В больших и малых пазах сердечника статора размещаются обмотки: управления (одна или несколько), компенсационная, дополнительных полюсов, поперечного подмагничивания (не во всех амплидинах). Как видно из рисунка, полюсные наконечники статора, в отличие от обычных машин, расщеплены на две части и посередине содержат дополнительные цолюсы.



Рис. 40-1. Листы статора и расположение обмоток статора амплидина.

Обмотки: 1 — управления; 2 — компенсационная; 3 — поперечного подмагничивания; 4 дополнительных полюсов.



Рис. 40-2. Электромагнитная схема амплидина: а — без поперечного подмагничивания; б — с поперечным подмагничиванием.

Обмотки: 1 — управления; 2 — компенсационная; 3 — поперечного подмагничивания; 4 — дополнительных полюсов; 5 шунтирующее сопротивление. Принцип действия амплидина нетрудн уяснить с помощью его электромагнитно схемы, приведенной на рис. 40-2. Входно. сигнал подается на обмотку управления, ко торая является обмоткой возбуждения перво. ступени усиления. Ток в этой обмотке i_y обус ловливает магнитный поток Φ_d , направления вдоль оси d. В случае нескольких обмото управления поток Φ_d создается их совокуп ным действием. При вращении якоря в пол Φ_d на поперечных цетках qq, расположенны на оси q, возникает э. д. с. E_q . Эти щетк в амплидине замыкаются накоротко, в резуль тате чего под действием э. д. с. E_q в якор протекает ток I_q .

Рассмотренные цени составляют первун ступень усиления в амплидине: это, по су ществу, генератор независимого возбуждения, работающий в режиме короткого замы кания. Достаточно незначительной м. д. с обмотки управления, чтобы создать боль шую м. д. с. обмотки якоря по поперечной оси, превосходящую первую во много раз.

Благодаря току якоря I_q по поперечної оси машины устанавливается магнитное поле являющееся не чем иным, как полем реакциї якоря Φ_q . В обычных машинах постоянног тока это поле стремятся скомпенсировать; і амплидине оно является полем возбуждения. второй ступени усиления. Поле Φ_q индукти рует э. д. с. в обмотке якоря, и максимально ее значение E_d будет на щетках dd, располо женных перпендикулярно потоку Φ_q , т. е. н. продольных щетках, установленных вдол оси d. Последние и являются выходом второї ступени и всего усилителя в целом. При за

мыкании продольных щеток на нагрузку усилителя по якорю машины протекае продольный ток I_d — ток нагрузки (на рис. 40-2 нагрузка не показана).

Этот ток создает свое продольное поле реакции якоря, которое, как нетрудно уста новить, направлено навстречу потоку обмотки управления Φ_d . При наличий продоль ного поля реакции якоря амплидин не сможет работать, так как вследствие малости потока Φ_d ток нагрузки I_d будет разматвичивать машину по продольной оси. Для нейтрализации указанного потока на статоре ЭМУ размещается компенсационная обмотка, обтекаемая током I_d . Точная настройка компенсации продольной реакция якоря осуществляется регулированием активного сопротивления, шунтирующего компенсационную обмотку.

Для улучшения коммутации под продольными щетками, через которые протекает ток нагрузки, на продольной оси устраиваются дополнительные полюсы. Поперечный ток якоря I_q меньше тока I_d , поэтому на поперечной оси машины дополнительные по люсы не устанавливаются. Для уменьшения величины тока I_q иногда по поперечной оси размещается обмотка поперечного подмагничивания, обтекаемая током I_q , которая вместе с обмоткой якоря создает поток Φ_q .

Коэффициент усиления амплидина определяется в соответствии с общими выражениями (40-1), (40-2). Для первой ступени усиления будем иметь:

$$k_{\rm y1} \approx \frac{E_q I_q}{i_{\rm y}^2 r_{\rm y}},\tag{40-3}$$

где r_v — активное сопротивление обмотки управления.

Обозначим число проводников обмотки якоря N, а число витков обмотки управления w_y . Затем подставим в (40-3) выражения: э. д. с. якоря (4-33) $E_q = \frac{p}{a_{\pi}} \cdot \frac{n}{60} N \Phi_d$, угловой частоты э. д. с. $\omega = 2\pi pn/60$, м. д. с. обмоток якоря $F_{aq} = \frac{I_q}{2a_n} \cdot \frac{N}{2p}$ и управления $F_y = i_y w_y$, постоянной времени обмотки управления $T_y = L_y/r_y$, где индуктивность этой обмотки $L_y = \Psi_y/i_y$, а ее потокосцепление равно $\Psi_y = 2pw_y \Phi_d$ (1 + σ_y). Коэффициент рассеяния σ_y учитывает сцепление с обмоткой поля рассеяния. В результате полставивки негохино найти ито

В результате подстановки нетрудно найти, что

$$k_{y1} = \frac{2\omega}{\pi} \cdot \frac{T_y}{1 + \sigma_y} \cdot \frac{F_{aq}}{F_y}.$$
(40-4)

Аналогичным образом определяется коэффициент усиления второй ступени ЭМУ:

$$k_{y2} = \frac{2\omega}{\pi} \cdot \frac{T_{aq}}{1 + \sigma_{aq}} \cdot \frac{F_{ad}}{F_{aq}}, \qquad (40-5)$$

где T_{aq} — постоянная времени цепи якоря в поперечной оси; σ_{aq} — коэффициент рас-сеяния, соответствующий полям рассеяния указанной цепи; $F_{ad} = \frac{I_d}{2a_\pi} \cdot \frac{N}{2p}$ — м. д. с. обмотки якоря, обусловленная током нагрузки.

Коэффициент усиления амплидина с учетом (40-4), (40-5) равен

$$k_{y} = k_{y1} \ k_{y2} = \frac{4}{\pi^{2}} \omega^{2} \frac{T_{y} T_{aq}}{(1 + \sigma_{y}) (1 + \sigma_{aq})} \cdot \frac{F_{ad}}{F_{y}}.$$
 (40-6)

Величина F_{ad}/F_v ограничена условиями точной компенсации поля реакции тока Id, а ω — соображениями механической прочности. Следовательно, увеличение коэффициента усиления, как это видно из (40-6), связано с возрастанием постоянных времени цепей усилителя, а это приводит к уменьшению его быстродействия. Постоянная времени амилидинов обычно составляет десятые и даже сотые доли секунды, а коэффициент усиления — 10 000 и более.

При выводе выражения (40-6) пренебрегалось падением напряжения в сопротивлении цепей якоря. Если, кроме того, считать, что поле реакции якоря от тока I_d идеально скомпенсировано, то поток Φ_d пропорционален току i_y в $T_y = \text{const.}$ При этих условиях коэффициент усиления ky остается неизменным при любой нагрузке. В действительности он меняется, и не только вследствие невыполнимости отмеченных выше предпосылок, но и из-за нелинейности характеристики $E_d = f(i_y)$.

Для амплидина весьма важной является правильная настройка компенсации поля реакции от тока I_d. При перекомпенсации, когда система двух обмоток — якоря и компенсационной — создает некоторое результирующее поле по оси d, направленное в ту же сторону, что и поле обмотки управления, возможен режим самопроизвольного нарастания тока I_d при неизменном значении тока в обмотке управления — самовозбуждение амплидина постоянным током. В некоторой зоне недокомпенсации поля реакпии от тока I_d возникает самовозбуждение амплидина переменным током. В этих случаях ЭМУ неуправляем и работать не может.



Рис. 40-3. К определению самовозбуждения генератора параллельного возбуждения (a) и рототрола (б).

$$1 - E_{\bullet} = f(i_{\rm B}); \ 2 - i_{\rm B}r_{\rm B} = f(i_{\rm B}).$$

Амплидины нашли применение в качеств возбудителей-регуляторов синхронных машин, схемах автоматического регулирования электро приводами. Отдельные образцы их изготовляются на мощность до 100 кет.

в) ЭМУ ТИПА ОДНОСТУПЕНЧАТОГО РОТОТРОЛА

Выше отмечалось, что обычный генератор по стоянного тока может рассматриваться в качесть усилителя, так как мощность возбуждения со ставляет 1—3% от мощности цепи якоря. Для увеличения коэффициента усиления возможны использовать явление самовозбуждения. Подоб ные усилители, представляющие машины про дольного поля с самовозбуждением, называю р о т о т р о л а м и.

Для обычного генератора параллельного воз буждения самовозбуждение возможно при извест ных условиях (§ 38-3); графически оно опреде ляется положением характеристики холостого хода $E_0 = f(i_B)$ и прямой $i_Br_B = f(i_B)$, где i_B, r_B ток и сопротивление цепи возбуждения. Пересе чение указанных зависимостей (точка A на рис. 40-3, a) характеризует установившийся ре жим.

На рис. 40-3 нетрудно видеть, что тангенугла α — наклона прямой $i_{\rm B}r_{\rm B}$ — пропорционален сопротивлению $r_{\rm B}$. При некотором значении со

противления $r_{\text{B}.\text{K}}$, которое назовем к р и т и ч е с к и м, прямая $i_{\text{B}}r_{\text{B}.\text{K}}$ совпадает с начальной прямолинейной частью характеристики холостого хода, если в ма пине отсутствует остаточное поле ($\alpha = \alpha_{\text{K}}$). При этих условиях напряжение генератора неопределенно. При $r_{\text{B}} > r_{\text{B}.\text{K}}$ ($\alpha > \alpha_{\text{K}}$) генератор не самовозбуж дается.

Аналогичное положение возникает и в генераторе последовательного возбужде ния, но поскольку в нем ток якоря является и током возбуждения, то tg α пропорцио нален сопротивлению цепи якоря, включающему и сопротивление нагрузки гене ратора.

Одноступенчатый рототрол отличается от обычного генератора с самовозбуждением наличием еще одной или нескольких обмоток возбуждения — обмоток управления На рис. 40-4 приведены схемы рототрола с параллельным и последовательным самовоз буждением. Рассмотрим рототрол с параллельным самовозбуждением и одной обмоткой управления, принимая для простоты одинаковое число витков обмоток самовозбуждения $(w_{\rm R})$ и управления $(w_{\rm y})$. При этом можно оперировать не с м. д. с. обмоток $(i_{\rm B}w_{\rm B}, i_{\rm y}w_{\rm y})$ а с их токами $i_{\rm B}, i_{\rm Y}$. При наличии обмотки управления самовозбуждение машины определяется диаграммой рис. 40-3, 6: прямая $i_{\rm B}r_{\rm B}$ сдвинется вдоль оси абсцисс на отрезок равный $i_{\rm Y}$.

Для целей усиления могут быть использованы режимы либо с критическим сопро тивлением цепи самовозбуждения, либо с сопротивлением $r_{\rm B} > r_{\rm B.K}$, так как при $r_{\rm B} < r_{\rm B.K}$ ($\alpha < \alpha_{\rm K}$) самовозбуждение будет определяться нелинейной частью харак теристики холостого хода и коэффициент усиления рототрола окажется непосто янным. В режиме $r_{\rm B} = r_{\rm B.K}$ (режим «настроенного рототрола») сам по себе генератор не определяет напряжения якоря, но он способен развивать любое напряжение в пределах прямолинейной части характеристики холостого хода, если оно задается внешними условиями нагрузки. Поэтому «настроенный рототрол» используется для целей управления в тех случаях, когда регулируемая величина (напряжение, ток, скорость) должна оставаться на заданном уровне (сам уровень может изменяться).

В режиме $r_{\rm B} > r_{\rm B.K}$ коэффициент усиления рототрола зависит от величины сопротивления $r_{\rm B}$. Действительно, из диаграммы рис. 40-3, 6 следует, что

$$E \approx E_0 = ci_y \frac{\operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \alpha_R}{\operatorname{tg} \alpha - \operatorname{tg} \alpha_R}, \quad (40\text{-}7)$$

где *с* — постоянная, определяемая масштабом графика.

При нагрузке рототрола на сопротивление r_{нг} будем иметь выражения: ток нагрузки

$$I \approx \frac{E}{r_{\rm HF} + r}$$

коэффициент усиления

$$k_{y} \approx \frac{l^{2} r_{\rm HF}}{l_{y}^{2} r_{y}} = \frac{E^{2}}{l_{y}^{2} r_{y} r_{\rm HF} \left(1 + \frac{r}{r_{\rm HF}}\right)^{2}},$$

где r — сопротивление цепи якоря.

Подставив в последнее выражение (40-7), получим:

$$k_{\rm y} = c^2 \left(\frac{\operatorname{tg} \, \alpha \, \operatorname{tg} \, \alpha_{\rm R}}{\operatorname{tg} \, \alpha - \operatorname{tg} \, \alpha_{\rm R}} \right)^2 \frac{1}{r_{\rm y} r_{\rm HF} \left(1 + \frac{r}{r_{\rm HF}} \right)^2},\tag{40-8}$$

Из (40-8) видно, что при углах а, близких к а_к, величина коэффициента усиления может быть значительной. Для получения высокого и стабильного значения коэффициента усиления существенное значение имеет поддержание постоянства скорости рототрола и температуры обмотки самовозбуждения.

§ 40-3. Возбудители турбо- и гидрогенераторов

общие сведения

В схемах электромашинного возбуждения турбо- и гидрогенераторов (гл. 29) в качестве возбудителей используются генераторы постоянного тока. Возможные схемы их возбуждения: 1) параллельное самовозбуждение; 2) от независимого источника — подвозбудителя; 3) комбинация двух предыдущих схем. Автоматически регулируемые



Рис. 40-4. Схемы включения обмоток рототрола с параллельным (a) и последовательным (b) самовозбуждением.

Обмотки: 1 — управления; 2 — самовозбуждения.



Рис. 40-5. Характеристика холостого хода возбудителя специального вида.

$$1 - E_0 = f(i_{\rm B}); 2 - i_{\rm B}r_{\rm B} = f(i_{\rm B}).$$

возбудители имеют еще дополнительные обмотки возбуждения, соединенные с регулятором возбуждения.

В некоторых режимах (например, режим зарядки линии передачи) синхронный генератор должен иметь ток возбуждения, меньший, чем в режиме холостого хода с номинальным напряжением. Таким образом, необходимо обеспечить устойчивую работу возбудителя при напряжениях, значительно меньших номинального значения. Кроме того, возбудитель в номинального значения. Кроме того, возбудитель в номинальном режиме развивает напряжение, составляющее около 50% от максимального значения, соответствующего режиму форсирования возбуждения синхронного генератора. Поэтому в режиме номинального напряжения (и тем более при напряжении, пониженном по сравнению с номинальным) возбудитель имеет слабо насыщенную магнитную систему.

Если возбудитель имеет независимое возбуждение, то режим с пониженным напряжением осу-

ществляется весьма просто. Возбудитель же с параллельным самовозбуждением и слабо насыщенной магнитной системой работает при этом неустойчиво. Действительно, для уменьшения напряжения такого возбудителя нужно увеличить сопротивление в цепи его возбуждения. Если напряжение машины окажется в пределах прямолинейной части характеристики холостого хода, то сопротивление цепи возбуждения станет равным критическому (§ 40-2) и режим окажется неустойчивым.

Для обеспечения устойчивой работы возбудителя с самовозбуждением в области пониженных значений напряжения, придают изогнутую форму его характеристике холостого хода уже в ее начальной части (рис. 40-5). Это достигается устройством в полюсах возбудителя участков, насыщающихся при сравнительно небольших значениях магнитного потока.

Возбудители с независимым возбуждением требуют установки еще одной машины подвозбудителя, но обладают важным преимуществом в сравнении с самовозбуждающимися возбудителями — бо́льшей скоростью нарастания напряжения на якоре при форсировании их возбуждения. Это имеет существенное значение для процесса форсирования возбуждения синхроиного генератора.

6) ФОРСИРОВАНИЕ ВОЗБУЖДЕНИЯ ВОЗБУДИТЕЛЕЙ

Форсирование возбуждения синхронных генераторов осуществляется путем форсирования возбуждения их возбудителей. В возбудителях параллельного возбуждения это достигается за счет шунтирования сопротивления в цепи обмотки возбуждения (r_p на рис. 40-6, a), а в машинах независимого возбуждения — посредством резкого увеличения напряжения подвозбудителя u_B (рис. 40-6, δ). Определим характер нарастания напряжения на зажимах якоря возбудителя и его тока возбуждения.

1. Возбудитель с параллельным возбуждением

При составлении уравнения напряжения по контуру обмоток возбуждения и якоря (рис. 40-6, *a*) пренебрежем э. д. с. самоиндукции от изменения поперечного потока якоря и падением напряжения в активном сопротивлении обмотки якоря *г*. Указанная э. д. с. весьма мала в сравнении с э. д. с. самоиндукции, возникающей в обмотке возбуждения, так как обычно индуктивность якоря значительно меньше индуктивности обмотки возбуждения, тем более, что возбудитель строится с компенсационной обмоткой, компенсирующей поток реакции якоря. Падение напряжения $(I + i_B)r$ также много меньше, чем величина i_Br_B , где $r_B -$ сопротивление цепи обмотки возбуждения, включающее и регулировочное сопротивление r_D . Отметим, что потокосцепления с обмотками возбуждения Ψ_B и якоря по продольной оси Ψ связаны пропорциональной зависимостью $\Psi_B = k\Psi$, где k — постоянная величина, определяемая числами витков обмоток и коэффициентом рассеяния обмотки возбуждения.

Уравнение напряжения принимает вид:

$$-\frac{d\Psi_{\rm B}}{dt} + \Psi\omega = -k\frac{d\Psi}{dt} + \Psi\omega = i_{\rm B}r_{\rm B}, \quad (40-9)$$

где Ψω — э. д. с., индуктируемая в якоре потоком возбуждения; ω — постоянная угловая скорость якоря возбудителя.

Из уравнения (40-9) следует соотношение для величин установившегося режима $\Psi_{\mathbf{v}}$, $i_{\mathbf{B},\mathbf{v}}$, когда $d\Psi/dt = 0$:

$$\Psi_{\mathbf{y}}\omega = i_{\mathbf{B},\mathbf{y}}r_{\mathbf{B}}.\tag{40-10}$$

Введем постоянную времени цепи возбуждения $T_{\rm B}$, характеризуемую параметрами установившегося режима — индуктивностью цепи $L_{\rm B} = \Psi_{\rm B.y}/i_{\rm B.y}$ и соопротивлением $r_{\rm B}$:

$$T_{\rm B} = \frac{L_{\rm B}}{r_{\rm B}} = \frac{\Psi_{\rm B.y}}{i_{\rm B.y}r_{\rm B}}.$$

Учитывая соотношения (40-10) и $\Psi_{\rm B.v} = k \Psi_{\rm v}$, получаем:

$$T_{\rm B} = \frac{k}{\omega}.\tag{40-11}$$

Запишем для удобства уравнение (40-9) в относительных единицах. Для этого примем в качестве базисных величин: потокосцепление якоря Ψ_{0H} и ток возбуждения i_{B0H} в режиме холостого хода возбудителя (I = 0) при номинальном напряжении на якоре. Аналогично (40-10) будем иметь:

$$\Psi_{0H}\omega = i_{B0H}r_{B0}, \tag{40-12}$$

где r_{во} — сопротивление цепи возбуждения в указанном выше режиме.

Деля (40-9) на Ψ_{0H} и принимая во внимание (40-11), (40-12), получаем:

$$\frac{d\Psi}{dt_*} - \Psi + i_{\rm B}r_{\rm B} = 0, \qquad (40-13)$$

где $t_* = t/T_B$ — время, выраженное в долях постоянной времени цепи возбуждения; $\Psi = \Psi/\Psi_{OH}, i_B = i_B/i_{BOH}, r_B = r_B/r_{BO}.$

Примем нелинейную зависимость $\Psi = f(i_{\rm B})$, представляющую, по существу, магнитную характеристику машины, а также характеристику холостого хода $E_0 = f(i_{\rm B})$,





Рис. 40-6. Схемы включения обмоток возбудителей параллельного (a) и независимого (б) возбуждения.

Обмотки: 1 — возбуждения возбудителя; 2 — возбуждения синхронного генератора: 3 — контакты шунтирующего контактора.



в виде, предложенном Фрелихом:

$$\Psi = \frac{ai_{\rm B}}{1+bi_{\rm B}},\tag{40-14}$$

или

$$i_{\rm B} = \frac{\Psi}{a - b\Psi},\tag{40-15}$$

где *a*, *b* — постоянные коэффициенты.

Заметим, что при $\Psi = \hat{1}$ и $i_{\rm B} = 1$, поэтому b = a - 1.

Рис. 40-7. К определению постоянных коэффициентов в выражении $\Psi = f(i_{\rm B}).$

На рис. 40-7 построена зависимость (40-14 и нанесены прямые *i*_в*r*_в для произвольного (*r*_в и критического (r_{в.к}) значений сопротивления цепи возбуждения. Из (40-14) и рис. 40-7 не трудно видеть, что $a = r_{\rm B.K}$.

Подставляя ток *i*в из (40-15) в (40-13), получаем дифференциальное уравнение с разделяющимися переменными. Интегрируя его, находим:

$$t_{*} = \ln \left[\left(\frac{\Psi_{*}}{\Psi_{H} q_{*}} \right)^{\frac{1}{1 - r_{B*}}} \left(\frac{1 - \Psi_{H} q_{*}}{1 - \Psi_{*}} \right)^{\frac{r_{B*}}{1 - r_{B*}}} \right],$$
(40-16)

где $\Psi_* = \Psi/\Psi_y$, $\Psi_{H\Psi_*} = \Psi_{H\Psi}/\Psi_y$, $\Psi_{H\Psi}$, Ψ_y — начальное (при t = 0) и установившееся значения потокосцепления Ψ ; $r_{B*} = r_B/r_{B,K} = r_B/r_{B,K}$. Можно показать, что $\Psi_y =$ $= (a - r_{\rm B})/b.$

Выражение (40-16) определяет $\Psi_* = f(t_*)$, а тем самым и временную зависимости напряжения на якоре возбудителя u, так как при сделанных допущениях $u = \Psi$. Для стандартной характеристики холостого хода $a = r_{\text{B}.\text{K}} \approx 1,6.$ Вычисленная по (40-16) зависимость $\Psi = \Psi_* \Psi_y = f(t_*)$ дает возможность с по-

мощью (40-15) определить и другую важную зависимость $i_{\rm B} = f(t_*)$. На рис. 40-8 они



Рис. 40-8. Изменение потокосцепления Ч (напряжения U) и тока возбуждения i_в возбудителя с самовозбуждением (сплошные кривые) и с независимым возбужде-

$$1 - \Psi = f(t_*); \ 2 - i_{\rm B} = f(t_*)$$

представлены для случая $r_{\rm B*} = 0.6$ $\Psi_v = 1,0$ при $\Psi_{H^q} = 0,05$ и 0,5. Кривые для $\Psi_{\rm H\Psi} = \bar{0},05$ могут служить иллюстрацией процесса самовозбуждения машины, а при $\Psi_{\rm HY} = 0.5$ — определять процесс форсирования возбуждения с максимальным напряжением, в два раза превосходящим исходное значение.

2. Возбудитель с независимым возбуждением

Уравнение напряжения цепи возбужления имеет вил:

$$u_{\rm B} - \frac{d\Psi_{\rm B}}{dt} = i_{\rm B} r_{\rm B}. \qquad (40-17)$$

Установившийся ток возбуждения

$$i_{\mathbf{B},\mathbf{y}} = \frac{u_{\mathbf{B}}}{r_{\mathbf{B}}}.$$
 (40-18)
Постоянная времени цепи возбуждения Т_в с учетом (40-18) равна

$$T_{\rm B} = \frac{L_{\rm B}}{r_{\rm B}} = \frac{\Psi_{\rm B}.y}{u_{\rm B}},\tag{40-19}$$

где $\Psi_{\rm B.y}$ — установившееся значение потокосцепления $\Psi_{\rm B}$.

Заметим, что постоянные времени (40-11) и (40-19) совершенно идентичны, несмотря на различную форму записи.

Для перевода уравнения (40-17) в относительные единицы примем в качестве базисных величин: ток $i_{\rm B0H}$, напряжение $u_{\rm B0H}$ и потокосцепление с обмоткой возбуждения $\Psi_{\rm B0H}$ в режиме холостого хода возбудителя с номинальным напряжением на якоре.

Аналогично (40-18) будем иметь для базисных величин:

$$i_{\rm B0H} = \frac{u_{\rm B0H}}{r_{\rm B}}.$$
 (40-20)

Подставляя в уравнение (40-17) выражение (40-19) и используя (40-20), получаем после несложных преобразований в относительных единицах:

$$\frac{d\Psi_{\rm B}}{dt_{*}} = \Psi_{\rm B,y} \left(1 - \frac{\iota_{\rm B}}{u_{\rm B}} \right),$$

$$\frac{d\Psi}{dt_{*}} = \Psi_{\rm y} \left(1 - \frac{i_{\rm B}}{u_{\rm B}} \right),$$
(40-21)

или

так как относительные значения потокосцеплений с обмотками якоря и возбуждения численно равны.

Заменяя в (40-21) ток $i_{\rm B}$ выражением (40-15), принимая во внимание, что на основании (40-18) и (40-20) $u_{\rm B} = i_{\rm By}$, и используя (40-14) для установившегося режима, найдем: $d\Psi_*$ Ψ_* (40-20)

$$\frac{d\Psi_*}{dt_*} = 1 - \frac{\Psi_*}{1 + bu_{\rm B} - bu_{\rm B}\Psi_*},$$
 (40-22)

где $\Psi_* = \Psi/\Psi_y$.

Отметим, что $\Psi_{y} = au_{B}/(1 + bu_{B}).$

Интегрирование (40-22) дает следующий результат:

$$t_{*} = \frac{bu_{\rm B}}{1+bu_{\rm B}} (\Psi_{*} - \Psi_{\rm H_{}}) + \frac{1}{1+bu_{\rm B}} \ln \frac{1-\Psi_{\rm H_{}}}{1-\Psi_{*}}.$$
 (40-23)

Вычисление зависимости $i_{\rm B} = f(t_*)$ производится по (40-23) и (40-15). На рис. 40-8 представлены кривые Ψ , $i_{\rm B} = f(t_*)$ для случая $\Psi_{\rm v} = 1,0$ и $\Psi_{\rm H^q*} = 0,5$ (форсирование с двукратным увеличением напряжения).

в) БЫСТРОДЕЙСТВИЕ ВОЗБУДИТЕЛЕЙ

Для эффективного воздействия на динамические свойства синхронной машины при нарушениях ее установившегося режима возбудитель должен быть быстродействующим. Это значит, что его напряжение должно при регулировании изменяться с более или менее значительной скоростью. Сказанное относится и к режиму форсирования возбуждения синхронной машины, достигаемого форсированием напряжения возбудителя и.

Среднюю скорость нарастания напряжения u (это одновременно средняя скорость нарастания потокосцепления Ψ якоря возбудителя) можно определить с помощью выражений (40-16), (40-23). Поскольку при $\Psi_* \rightarrow 1,0$ согласно этим выражениям $t_* \rightarrow \infty$, переходный процесс достаточно ограничить отрезком времени $t_{0,85} = t_{*0,95} T_{\rm B}$, в течение которого Ψ_* достигает значения, равного 0,95. Тогда средняя скорость нарастания Ψ (u) равна (0,95 $\Psi_{\rm y} - \Psi_{\rm HY}/t_{0,95}$. Однако для характеристики быстродействия электромашинного возбудителя используется не средняя скорость нарастания его напряжения до установившегося значения, а так называемая номинальная скорость нарастания.

составляющее 0,5 сек от начала форсирования напряжения возбудителя, и равна удвоенному значению приращения напряжения за указанное время, выраженному в долях помянального напряжения возбудителя.

Приращение напряжения возбудителя находится с помощью характеристики нарастания его напряжения u = f(t) в режиме холостого хода. При этом спрямление зависимости, u = f(t) производится так, чтобы на графике площади, образованные спрямленной и действительной кривой u = f(t) с осью абсцисс, на участке $t = 0 \div$ $\div 0.5$ сек были одинаковы. Такой способ характеристики быстродействия возбудителя выбран потому, что площадь на графике изменения напряжения $\Delta u = f(t)$ характеризует в конечном счете изменение потокосцепления возбуждаемой синхронной машины (§ 44-5), а время, равное 0,5 сек, близко к реальной продолжительности режима форсирования ее возбуждения.

Отметим, что для быстродействующих электромашинных систем возбуждения, у которых время достижения максимального напряжения при форсировании возбудителя меньше 0,5 сек, целесообразно вычислять среднюю скорость изменения напряжения до его установившегося значения, как было показано выше.

Выражения (40-16), (40-23), которые дают возможность произвести оценку быстродействия возбудителей, получены в предположении, что изменение магнитного потока в магнитопроводе возбудителя не вызывает в последнем вихревых токов. Для возбудителей, имеющих шихтованный, т. е. собранный из тонких листов, магнитоировод, это допущение виолне приемлемо. У возбудителей с массивным магнитопроводом изменение магнитного потока замедляется за счет действия вихревых токов и действительная номинальная скорость нарастания напряжения в общем оказывается меньше, чем вычисленная без учета вихревых токов v_u . Отмеченное влияние вихревых токов зависит от величины v_u : оно незначительно, если $v_u \leq 2$. Но, например ири v_u соответственно равной 3, 4 и 5, действительная скорость нарастания напряжения возбудителя составляет 0,93; 0,90; 0,85 от значения, вычисленного без учета вихревых токов.

Кривые нарастания напряжения у действующих возбудителей могут быть определены экспериментально фиксацией напряжения во время форсирования с помощью осциллографа или цифрового вольтметра.

Быстродействие электромашинного возбудителя при прочих равных условиях зависит от схемы его возбуждения. Полученные выше выражения для t_* позволяют произвести оценку возбудителей с параллельным самовозбуждением и с независимым возбуждением. Значения $t_{*0.95}$, вычисленные по формулам (40-16), (40-23), показывают, что средняя скорость нарастания потокосцепления Ψ (напряжения u) у возбудителя независимого возбуждения в несколько раз выше, чем у возбудителя параллельного возбуждения. Так, при $\Psi_{H\Psi} = 0.5$ и $\Psi_y = 1.0$; 1.5; 2.0 скорости различаются соответственно в 3.4; 2.5; 2.1 раза. Объясняется это тем, что в первой из названных машин возбуждение форсируется до заданной величины с самого начала процесса, а во второй — напряжение возбуждения растет постепенно, поскольку оно равно напряжению якоря.

Быстроотзывчивость возбудителя с данной системой возбуждения зависит от величины постоянной времени цени возбуждения $T_{\rm B}$. Если пренебречь влиянием потоков рассеяния в возбудителе, то из (40-11) следует, что $T_{\rm B} = F_{\rm B}/F_a p_{\rm B} \omega$, где $p_{\rm B} = p_{\rm B}/P$; P, $p_{\rm B}$ — мощность возбудителя и потери на его возбуждение; $F_{\rm B}$, F_a м. д. с. обмоток возбуждения и якоря. Соотношение $F_{\rm B}/F_a$ обычно ограничено и величина $T_{\rm B}$ определяется в основном относительными потерями на возбуждение и угловой скоростью возбудителя: при значительном уменьшении ω возбудитель в электромагнитном отношении становится более инерционным. Именно такими являются возбудители гидрогенераторов, устанавливаемые на одном валу с ними, поскольку эти генераторы тихоходны.

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

-

РАЗДЕЛ СЕДЬМОЙ

При изменении напряжений, приложенных к обмоткам электрической машины, или момента механической силы, действующего на валу вращающейся машины, установившийся режим работы нарушается и в машине начинается переходный процесс, связанный с изменением во времени всех величин, характеризующих режим. Количественный расчет переходного процесса имеет весьма важное значение, так как с учетом наиболее опасных процессов возможно построить достаточно надежную машину, аыбрать ее параметры такими, чтобы обеспечить благоприятное протекание переходного процесса, предусмотреть и рассчитать необходимые мероприятия, которые позволили бы после переходного процесса получить новый нормальный установившийся режим. Особое значение это имеет для мошных трансформаторов и синхронных машин, являющихся ответственными элементами разветвленных энергетических систем и сетей, поскольку их собственная надежность и характер протекания переходных процессов в них связаны с надежной работой всей энергосистемы. Именно этими машинами и ограничено рассмотрение переходных процессов в последнем разделе книги.

Для исследования переходных процессов нужно прежде всего составить лифференциальные уравнения напряжения обмоток, а для вращающейся машины -- и уравнение моментов, действующих на ее ротор. Обмотки могут рассматриваться как цепи с сосредоточенными параметрами, если длина электромагнитной волны неизмеримо больше длины обмотки (при частоте 50 ги длина волны составляет 6000 км); в противном случае они должны представляться цепью с распрезеленными параметрами. Последний случай характерен для трансформаторов: его обмотки непосредственно соединены с линией передачи, на которой могут возникнуть быстро изменяющиеся напряжения (волновой переходный процесс). Поэтому волновой процесс рассматривается только в трансформаторах и притом упрощенно. Он представлен перенапряжениями и изложен в гл. 41 (стр. 647). В той же гляве дано исследование переходных процессов в трансформаторе при нормальной частоте напряжения: включение трансформатора и внезапное короткое замыкание на его зажимах.

На основе дифференциальных уравнений синхронной машины, полученных в гл. 42 (стр. 670), дается исследование ряда важных для практики переходных процессов — внезапного короткого замыкания (гл. 43, стр. 690), ьключения машины по методу точной синхронизации, колебательных процессов ротора при малом возмущении режима и при определении динамической устойчивости генератора (гл. 44, стр. 716). Для некоторых из них показано влияние автоматического регулирования возбуждения мащины.

.4

1

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРАХ

§ 41-1. Общие замечания

При внезапном изменении напряжения на зажимах обмоток трансформатора возникает переходный процесс, сопровождающийся изменением токов и магнитных полей, а в некоторых случаях и перераспределением напряжений на элементах обмоток.

В зависимости от характера приложенного к обмоткам напряжения переходный процесс определяется либо магнитным, либо электрическим полями в трансформаторе, или, наконец, совокупным их действием.

Если происходит изменение величины напряжения промышленной частоты (50 гц), то переходный процесс обусловливается изменением энергии магнитного поля. В этом случае напряжение на зажимах любой обмотки определяется электродвижущей силой, индуктируемой магнитным потоком, сцепляющимся с обмоткой, и падением напряжения в активном сопротивлении обмотки. Влияние электрического поля обмотки при такой частоте практически ничтожно, и его можно не учитывать.

Если приложенное к обмотке напряжение изменяется с весьма большой скоростью, как это бывает, например, при подходе к обмоткам трансформатора волны напряжения, индуктированного на линии электропередачи атмосферными зарядами, то начальная стадия переходного процесса, напротив, зависит в основном от электрического поля обмоток. В этом случае напряжение на зажимах обмотки определяется главным образом емкостными связями ее элементов. Такие быстро протекающие процессы, связанные с изменением не только магнитного, но и электрического поля обмоток трансформатора, называют в ол н овыми переход ными процессами.

При исследовании переходного процесса, происходящего под воздействием напряжения промышленной частоты, главное значение имеют определение токов в обмотках трансформатора и оценка эффекта, производимого ими. При изучении волновых процессов наибольший интерес представляет распределение напряжения по элементам (катушкам) обмоток.

Из переходных процессов, происходящих при напряжении промышленной частоты, ниже рассматриваются два: включение трансформатора на сеть с заданным напряжением и внезапное короткое замыкание трансформатора. Волновой процесс представлен перенапряжениями в обмотках трансформатора, возникающими при подходе к нему волны напряжения значительной амплитуды. Переходные процессы рассматриваются при пренебрежении потерями в сердечнике и изоляции обмоток трансформатора.

§ 41-2. Включение трансформатора

Рассмотрим переходный процесс, возникающий при включении однофазного трансформатора на сеть с заданным напряжением. Будем при этом считать, что вторичная обмотка его разомкнута (рис. 41-1).

Уравнение напряжения первичной обмотки имеет вид:

$$u_1 = w_1 \frac{d\Phi}{dt} + i_\mu r_1, \tag{41-1}$$

где мгновенное значение напряжения сети $u_1 = U_m \sin(\omega t + \psi)$, а угол ψ определяет величину напряжения при t = 0, т. е. в момент включения трансформатора на сеть; i_{μ} — мгновенное значение тока холостого хода: Φ — поток, сцепляющийся с первичной обмоткой трансформатора, которая состоит из w_1 витков; r_1 — активное сопротивление первичной обмотки.

Уравнение (41-1) нелинейно, так как зависимость $\Phi = f(i_{\mu})$ — магнитная характеристика трансформатора — нелинейна. Поскольку в правой части (41-1) второе слагаемое значительно меньше первого, для решения уравнения удобно выразить ток i_{μ} через поток Φ .

Пусть

$$\Phi w_1 = L_1 i_\mu, \qquad (41-2)$$

где L_1 — индуктивность первичной обмотки, являющаяся функцией потока Ф.

Подставляя из (41-2) ток $i_{\mu} = \frac{w_1}{L_1} \Phi$ в (41-1), деля последнее на w_1 , обозначая $\rho = r_1 / \omega L_1$ и вводя вместо времени *t*, имеющего физическую



Рис. 41-1. Схема включения однофазного трансформатора.

размерность (*сек*), время $\tau = \omega t$ в электрических радианах (§ 22-4), получим уравнение (41-1) в виде:

$$\frac{d\Phi}{d\tau} + \rho \Phi = \frac{U_m}{w_1 \omega} \sin{(\tau + \psi)}.$$
 (41-3)

Для того чтобы уравнение (41-3) содержало поток и напряжение в относительных единицах, достаточно разделить его на базисный поток трансформатора Φ_6 . Примем за базисный поток величину, равную $\Phi_6 = \Psi_6/w_1$, причем базисное потокосцепление обмотки определяется в виде (§ 22-4): $\Psi_{\delta} = U_{\delta}/\omega_{\delta} = U_{Hm'}\omega$, где U_{Hm} — амплитуда номинального напряжения.

Деля (41-3) на $\Phi_{0} = U_{{}_{\rm H}m}/w_{1}\omega$, получаем:

$$\frac{d\Phi}{d\tau} + \rho \Phi = U \sin{(\tau + \psi)}, \qquad (41-4)$$

где относительные величины потока и напряжения равны $\Phi = \Phi/\Phi_{ar{0}},$ $U = U_m/U_{
m Hm}.$

Решение уравнения (41-4) имеет вид:

$$\Phi = \varepsilon^{-\sum_{0}^{\tau} \rho \, d\tau} \left\{ U_{\int_{0}^{\tau}}^{\tau} [\sin (\tau + \psi)] \varepsilon^{\int_{0}^{\tau} \rho \, d\tau} d\tau + C \right\}, \qquad (41-5)$$

где *С* — произвольная постоянная.

Поскольку ρ — переменная величина, вычислим интеграл, стоящий в фигурных скобках (41-5), по частям; он равен

$$\int_{0}^{\tau} [\sin(\tau+\psi)] \varepsilon^{0} \int_{0}^{\rho d\tau} d\tau = \frac{1}{1+\rho^{2}} [-\cos(\tau+\psi)+\rho\sin(\tau+\psi)] \varepsilon^{0} \int_{0}^{\tau} \rho d\tau + c_{1}.$$

Подставив этот результат в (41-5), получим:

$$\Phi = \frac{U}{1+\rho^2} \left[-\cos\left(\tau + \psi\right) + \rho \sin\left(\tau + \psi\right) \right] + C_2 \varepsilon^{-\int_0^{\sqrt{\rho} d\tau}}.$$
 (41-6)

Ввиду того, что ρ ≪ 1,0, с достаточной точностью решение (41-6) можно представить в виде:

$$\Phi = -U\cos\left(\tau + \psi\right) + C_{2}\varepsilon^{-\int_{0}^{t}\rho \,d\tau}.$$
(41-7)

τ

Определяя постоянную C_2 в (41-7) при условии, что при $\tau = 0$ поток $\Phi = \Phi_0$, т. е. перед включением трансформатора в сердечнике был остаточный поток, равный Φ_0 , находим:

$$C_{2} = \Phi_{0} + U \cos \psi,$$

$$\Phi = U \left[-\cos \left(\tau + \psi\right) + \left(\cos \psi + \frac{\Phi_{0}}{U}\right) \varepsilon^{-\int_{0}^{\tau} \rho d\tau} \right].$$
(41-8)

При включении трансформатора на сеть с номинальным напряжением в (41-8) следует положить U = 1,0.

Как следует из (41-8), поток Φ представляет собой сумму гармонически меняющейся составляющей (это поток установившегося режима Φ_{y}) и апериодической составляющей (свободный поток Φ_{c}), затухающей до нуля: $\Phi = \Phi_{y} + \Phi_{c}$. Свободный поток возникает всякий раз. когда значение установившегося потока Φ_{y0} при $\tau = 0$ не равно начальному значению потока Φ_{0} . Его величина при $\tau = 0$ равна $\Phi_{c0} = \Phi_{0} - \Phi_{y0}$, так что поток Φ не претерпевает скачка в момент включения трансформатора.

Пренебрегая изменением свободного потока на небольшом отрезке времени, т. е. полагая в (41-8) $\rho = 0$, нетрудно установить, что первый максимум потока имеет место при $\tau = \pi - \psi$ и равен

$$\Phi_{\text{marc 1}} = U \left(1 + \cos \psi + \frac{\Phi_0}{U} \right).$$

При U = 1,0 поток $\Phi_{\text{макс1}}$ в значительной степени зависит от величины остаточного потока Φ_0 и момента включения трансформатора (величины угла ψ). Наибольшее возможное значение $\Phi_{\text{макс1}}$ получится при $\Phi_0 > 0$ и угле $\psi = 0$, т. е. при включении трансформатора в момент прохождения напряжения сети через нулевое значение.

В этом случае $\Phi_{\text{макс1}} > 2$, т. е. поток более чем в два раза превышает значение в установившемся режиме. При таком значении потока вследствие нелинейности магнитной характеристики намагничивающий ток i_{μ} может в 100—150 раз и более превзойти свое номинальное значение.

Подобные токи могут представить известную опасность с точки зрения механических сил, действующих на витки первичной обмотки, хотя трансформатор рассчитывается на более тяжелые условия короткого замыкания (§ 41-3). Главным же образом их оценка важна для правильной работы защиты трансформатора, которая не должна отключать его при протекании указанного тока i_{μ} .

При постоянстве о свободный поток уменьшается во времени экспоненциально. При переменном значении параметра о изменение свободного потока во времени происходит по более сложному закону. Определим этот параметр в общем виде с помощью (41-2):

$$\rho = \frac{r_1}{\omega L_1} = \frac{r_1 i_\mu}{\omega w_1 \Phi}.$$
(41-9)

Из (41-9) следует, что параметр ρ зависит от вида магнитной характеристики $\Phi = f_{(i_{\mu})}$. Для трансформаторной стали эта характеристика

хорошо аппроксимируется зависимостью

$$i_{\mathbf{u}} = k \Phi^n, \tag{41-10}$$

причем в области сильных полей ($B \ge 1, 0 \div 1, 2 \ \epsilon 6/m^2$) значение n = 9.

Для установившегося режима холостого хода с номинальным напряжением

$$I_{\mu Hm} = k \Phi_{Hm}^n$$

где $I_{\mu Hm}$, Φ_{Hm} — максимальные значения тока и потока в этом режиме. При пренебрежении активным сопротивлением обмотки, что допустимо ввиду его малости, $\Phi_{Hm} = \Phi_6$. Поэтому вместо (41-10) будем иметь́:

$$i_{\mu} = I_{\mu H m} \left(\frac{\Phi}{\Phi_{H m}} \right)^n = I_{\mu H m} \Phi^n, \qquad (41-11)$$

а в относительных единицах:

$$\boldsymbol{i}_{\mu} = \boldsymbol{I}_{\mu \mathrm{H}} \boldsymbol{\Phi}^{n}, \qquad (41-12)$$

где $i_{\mu} = i_{\mu}/I_6$, $I_{\mu H} = I_{\mu Hm}/I_6$ — относительное значение тока холостого хода при номинальном напряжении; I_6 — базисный ток трансформатора, равный амплитуде номинального фазного тока.

Подставляя (41-11) в (41-9), получаем:

$$\rho = \frac{r_1 I_{\mu_{\rm H}m} \Phi^n}{\omega \omega_1 \Phi} = \frac{r_1 I_6}{U_6} \cdot \frac{I_{\mu_{\rm H}m}}{I_6} \cdot \frac{\Phi^n}{\Phi} = r_1 I_{\mu_{\rm H}} \Phi^{n-1},$$

или, принимая n = 9:

$$\rho = r_1 I_{\mu \mu} \Phi^8, \qquad (41-13)$$

где $r_1 = r_1 I_5 / U_5$ — относительная величина активного сопротивления. Поскольку параметр ρ определяется величиной потока Φ , который,

в свою очередь, сам зависит от ρ [см. (41-8)], задачу можно решить путем последовательных приближений. В качестве первого приближения на ограниченном отрезке времени можно находить параметр ρ , пренебрегая изменением свободного потока. Так, на отрезке времени от 0 до $\tau = \pi - \psi$ первое приближение потока из (41-8) равно

$$\mathbf{\Phi} = U[A - \cos\left(\tau + \psi\right)], \qquad (41-14)$$

где $A = \cos \psi + \frac{\Phi_0}{U}$.

Подставив (41-14) в (41-13), получим на первом отрезке времени $\tau = 0 \div (\pi - \psi)$: $\rho_1 = r_1 I_{\mu H} U^8 [A - \cos(\tau + \psi)]^8,$ $\int_0^{\tau} \rho_1 d\tau = r_1 I_{\mu H} U^8 [a\tau + F_{(\tau)} \sin(\tau + \psi) - F_{(0)} \sin\psi],$ (41-15) где $F_{(\tau)}$ – сумма вида $\sum_{k=0}^{7} F_k \cos^k(\tau + \psi)$; $F_{(0)} = \sum_{k=0}^{7} F_k \cos^k\psi;$ $a \approx A^8 + 14A^6 + 21,2A^4 + 8,75A^2 + 0,27;$ $F_0 = -(8A^7 + 37,3A^5 + 30A^3 + 3,65A);$ $F_1 = 14A^6 + 26,2A^4 + 8,75A^2 + 0,27;$ $F_2 = -(18,7A^5 + 15A^3 + 1,8A);$ $F_3 = 17,5A^4 + 5,8A^2 + 0,2;$ $F_4 = -(11,2A^3 + 1,4A);$ $F_5 = 4,7A^2 + 0,15;$ $F_6 = -1,15A;$ $F_7 = 0,125.$

Последующие приближения при вычислении $\int_{0}^{\tau} \rho \, d\tau$ могут отличаться от первого приближения на 10—15%. Однако в величине потока соответствующее уточнение не превосходит 1%. Поэтому достаточно вычислять лишь первое приближение $\int_{0}^{\tau} \rho \, d\tau$. Таким образом, поток **Ф** на отрезке времени 0 ÷ (π — ψ) определяется в соответствии с (41-8), куда нужно подставить (41-15). При $\tau = \pi - \psi$, как следует из (41-15),

$$\int_{0}^{\pi-\psi} \rho_1 d\tau = r_1 I_{\mu \rm H} U^8 \left[a \left(\pi - \psi \right) - F_{(0)} \sin \psi \right],$$

и поток принимает максимальное значение

$$\Phi_{\text{Marc 1}} = U \left[1 + \left(\cos \psi + \frac{\Phi_0}{U} \right) \varepsilon^{-\frac{\pi - \psi}{0}\rho_1 d\tau} \right].$$
(41-16)

На следующем полупериоде изменения потока (т изменяется от $\pi - \psi$ до $2\pi - \psi$) величины ρ_2 и $\int_{\pi - \psi}^{\tau} \rho_2 d\tau$ определяются по формулам, аналогичным (41-15):

$$\rho_2 = r_1 I_{\mu H} U^{\circ} [A_1 - \cos(\tau + \psi)]^{\circ},$$

$$\int_{\pi - \psi}^{\tau} \rho_2 d\tau = r_1 I_{\mu H} U^8 [a_1(\tau - \pi + \psi) + F_{1(\tau)} \sin(\tau + \psi)], \quad (41-17)$$

где a_1 и $F_{1(\tau)}$ имеют такой же вид, как и а, $F_{(\tau)}$ с заменой в последних коэффициента A на A_1 , причем

$$A_1 = \left(\cos\psi + \frac{\Phi_0}{U}\right)\varepsilon^{-\int_0^\pi - \int_0^\psi \rho_1 d\tau}$$

Поток на отрезке времени $\pi - \psi \div 2\pi - \psi$ будет равен

$$\Phi = U \left[-\cos\left(\tau + \psi\right) + A_1 \varepsilon^{-\int_{\pi - \psi}^{\tau} \rho_2 d\tau} \right].$$
(41-18)

Подобным же образом можно рассчитать поток **Ф** для последующих моментов времени. Ток холостого хода при включении трансформатора определяется при известной величине **Ф** по (41-12).

Наибольший интерес представляют значения потока и тока в моменты времени т, равные $\pi - \psi$, $2\pi - \psi$, $3\pi - \psi$ и т. д. Определим их для случая: $U = 1,0; \ \Phi_0 = 0; \ \psi = 0; \ r_1 = 0,02; \ I_{\text{nH}} = 0,05.$

Для отрезка времени $\tau = 0 \div \pi$ находим: A = 1,0; a = 45,2. При $\tau = \pi$ согласно (41-15): $\int_{0}^{\pi} \rho_1 d\tau = 0,02 \cdot 0,05 \cdot 45,2\pi = 0,142$. Первый максимум потока в соответствии с (41-16): $\Phi_{\text{макс1}} = 1 + \varepsilon^{-0,142} = 1,87$. Первый максимум тока по (41-12) $i_{\text{макс1}} = 0,05 \cdot 1,87^9 = 14,2$.

На втором полупериоде изменения потока ($\tau = \pi \div 2\pi$)

 $A_1=0,87, \quad a_1=0,87^8+14\cdot 0,87^6+21,2\cdot 0,87^4+8,75\cdot 0,87^2+0,27\approx 25,6.$ При $\tau=2\pi$

$$\int_{\pi}^{2\pi} \rho_2 d\tau = 0.02 \cdot 0.05 \cdot 25.6\pi \approx 0.08.$$

Из (41-18) поток $\Phi_{\text{макс 2}} = -1 + 0,87 \varepsilon^{-0,08} = -0,2$. Ток $i_{\mu,\text{макс 2}}$, соответствующий потоку $\Phi_{\text{макс 2}}$, близок к нулю. Подобным же образом рассчитываются $\Phi_{\text{макс}}$ и $i_{\mu,\text{макс}}$ и для других моментов времени.

Затухание свободного потока происходит в течение 5—10 периодов изменения напряжения.

Следует иметь в виду, что приведенные выше соотношения справедливы, если включаемая на сеть обмотка трансформатора тесно охватывает его сердечник (обмотка низшего напряжения). В случае включения обмотки высшего напряжения, которая отстоит на некотором расстоянии от сердечника, при значительной индукции в последнем возникает заметный поток в воздушной среде между обмоткой и сердечником, что снижает максимальный ток при включении трансформатора. Переходный процесс в отдельных фазах при включении трехфазного трансформатора протекает в отношении изменения потока примерно так же, как у однофазного трансформатора. Надо лишь учитывать, что углы у для трех фаз различаются на 120°, а в фазном напряжении появляется третья гармоническая, уменьшающая максимальное значение потока при включении по сравнению с рассмотренным случаем однофазного трансфор матора. Это обстоятельство, а также различное насыщение стержней сердечника обусловливают снижение максимального значения тока включения у трехфазного трансформатора.

§ 41-3. Внезапное короткое замыкание трансформатора

При внезапном коротком замыкании в электрической системе тон на отдельных ее участках может стать значительно бо́льшим, чем в нормальном режиме. Его величипа определяется сопротивлением цепи между источником напряжения и точкой короткого замыкания. Наибольший по величине ток короткого замыкания, протекающий по обмоткам трансформатора, будет, очевидно, возникать в случае, когда его первичная обмотка включена на достаточно мощный источник напряжения, а короткое замыкание происходит на зажимах вторичной обмотки. Будем считать, что сеть, на которую включена первичная обмотка трансформатора, имеет «бесконечную» мощность и, следовательно, первичное напряжение трансформатора имеет неизменную амплитуду.

Ограничимся рассмотрением процесса внезапного короткого замыкания однофазного трансформатора, работающего в режиме холостого хода. Результаты, полученные при исследовании этой задачи, можно распространить и на случай трехфазного короткого замыкания трехфазного трансформатора вследствие того, что магнитная цепь трансформатора в обоих случаях оказывается практически ненасыщенной.

а) ТОК ПРИ ВНЕЗАПНОМ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ

На рис. 41-2, а представлена схема обмоток однофазного трансформатора при коротком замыкании. Пренебрежем намагничивающим током трансформатора ввиду его малости. Тогда схема замещения короткозамкнутого трансформатора для мгновенных значений тока примет вид, изображенный на рис. 41-2, б (здесь L_{s1}, L_{s2} — индуктивности рассеяния обмоток). Токи первичной $(i_1 = i_k)$ и приведенной вторичной (i_2) обмоток трансформатора численно будут равны $(i_1 = -i_2)$. Таким образом, определение тока i_k сводится к задаче нахождения тока в цепи, содержащей индуктивность $L_k = L_{s1} + L_{s2}$ и активное сопротивление $r_k = r_1 + r_2'$,



Рис. 41-2. Схема обмоток (a) и схема замещения (б) однофазного трансформатора при внезапном коротком замыкании.

включаемой на гармонически изменяющееся напряжение u_1 . Отметим, что сопротивления r_{κ} и $x_{\kappa} = \omega L_{\kappa}$ являются активным и индуктивным сопротивлениями короткого замыкания (§ 7-5).

Дифференциальное уравнение напряжения трансформатора имеет вид:

$$L_{\kappa}\frac{di_{\kappa}}{dt} + i_{\kappa}r_{\kappa} = U_{1m}\sin\left(\omega t + \psi\right), \qquad (41-19)$$

где ψ — угол, определяющий величину напряжения в момент короткого замыкания трансформатора (t = 0).

Деля уравнение (41-19) на $x_{\rm K}$, вводя в него время $\tau = \omega t$ в электрических радианах и обозначая $\omega L_{\rm K}/r_{\rm K} = T_{\rm K}$, будем вместо (41-19) иметь уравнение

$$\frac{di_{\kappa}}{d\tau} + \frac{\iota_{\kappa}}{T_{\kappa}} = \frac{U_{1m}}{x_{\kappa}} \sin{(\tau + \psi)}, \qquad (41-20)$$

где T_{κ} — постоянная времени контура L_{κ} , r_{κ} , измеряемая в электрических радианах.

Перепишем уравнение (41-20) в относительных единицах, для чего разделим его на базисный ток I_6 , равный U_6/z_6 (§ 22-4); в результате получим:

$$\frac{di_{\kappa}}{d\tau} + \frac{i_{\kappa}}{T_{\kappa}} = \frac{U}{x_{\kappa}} \sin{(\tau + \psi)}.$$
(41-21)

Решение уравнения (41-21) имеет вид:

$$i_{\rm R} = i_{\rm y} + i_{\rm c}, \qquad (41-22)$$

где i_y — ток в установившемся режиме короткого замыкания, являющийся формально частным решением уравнения (41-21), которое имеет вид правой части (41-21); i_c — свободный ток, возникающий в случае, если при $\tau = 0$ (i_k) $_{\tau=0} \neq (i_y)_{\tau=0}$, и обеспечивающий таким образом, непрерывность тока во времени. Формально свободный ток является решением однородного уравнения, получаемого из (41-21) при равенстве нулю его правой части.

Установившийся ток короткого замыкания

$$i_{\rm y} = I_{\rm y} \sin\left(\tau + \psi - \varphi_{\rm K}\right), \qquad (41-23)$$

где

$$I_{y} = \frac{U}{z_{R}} = \frac{U}{\sqrt{r_{R}^{2} + x_{R}^{2}}}, \quad \text{tg } \varphi_{R} = \frac{x_{R}}{r_{R}} = T_{R}.$$

Решение однородного уравнения имеет вид:

$$\boldsymbol{i}_{\mathrm{c}} = \boldsymbol{I}_{\mathrm{c}} \boldsymbol{\varepsilon}^{-\frac{1}{T_{\mathrm{K}}}}, \qquad (41-24)$$

где <u>1</u>/*T*_к представляет собой корень характеристического уравнения.

Для определения значения свободного тока I_c при $\tau = 0$ воспользуемся начальным условием. Поскольку исходным режимом трансформатора является холостой ход, а намагничивающий ток принят равным нулю, то при $\tau = 0$ значение $i_{\kappa} = 0$ и уравнение (41-22) с учетом (41-23), (41-24) принимает вид:

$$I_{y} \sin (\psi - \varphi_{\kappa}) + I_{c} = 0,$$

$$I_{c} = -I_{y} \sin (\psi - \varphi_{\kappa}). \qquad (41-25)$$

откуда

$$\mathbf{i}_{\kappa} = \mathbf{I}_{y} \left[\sin\left(\tau + \psi - \varphi_{\kappa}\right) - \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{\kappa}}} \sin\left(\psi - \varphi_{\kappa}\right) \right]. \tag{41-26}$$

Из выражения (41-26) видно, что свободный ток в обмотках трансформатора не возникнет, если $\psi - \varphi_{\kappa} = 0$ или, иначе, если короткое замыкание произошло в такой момент, когда начальная фаза напряжения сети ψ равна углу φ_{κ} , определяемому параметрами трансформатора. В частности, для мощных трансформаторов, у которых угол φ_{κ} близок к 90°, свободный ток будет отсутствовать, если короткое замыкание происходит при прохождении напряжения сети через максимум. В случае $\psi - \varphi_{\kappa} = 0$ ток короткого замыкания сразу принимает значение, соответствующее установившемуся режиму (рис. 41-3, *a*).



Рис. 41-3. Зависимость во времени напряжения и тока при коротком замыкании ($T_{\rm K} = 10$): a) $\psi - \varphi_{\rm K} = 0$; b) $\psi - \varphi_{\rm K} = \pi/2$. $I - u_1$; $2 - i_{\rm V}$; $3 - i_{\rm C}$; $4 - i_{\rm K} = i_{\rm V} + i_{\rm C}$.

Свободный ток при $\tau = 0$ имеет максимально возможное значение, если начальная фаза напряжения равна $\psi = \frac{\pi}{2} + \varphi_{\kappa}$; при этом

$$i_{\rm K} = I_{\rm y} \left(\cos \tau - e^{-\frac{\tau}{T_{\rm K}}} \right). \tag{41-27}$$

На рис. 41-3, б показана кривая $i_{\kappa} = f(\tau)$, построенная по (41-27). Для любых значений T_{κ} , как показывает анализ, максимум тока с погрешностью, не превышающей 0,5%, можно определять при $\tau = \pi$. Таким образом, из (41-27) максимальное значение тока короткого замыкания равно (знак минус опускаем):

где_ $k = 1 + \varepsilon^{-\frac{n}{T_{\mathrm{K}}}}$.

Величина коэффициента k зависит от постоянной времени T_{κ} , которая для мощных трансформаторов составляет 10—15, а для трансформаторов небольшой мощности — около 2. Соответственно максимальный ток $i_{\kappa, \text{макс}}$ превышает ток установившегося короткого замыкания I_{y} в 1,7—1,8 раза в мощных трансформаторах и в 1,2—1,3 раза — в трансформаторах небольшой мощности.

Принимая во внимание, что $z_{\kappa} = u_{\kappa}$, где u_{κ} — напряжение короткого замыкания (§ 7-5), формулу (41-28) можно также записать в виде:

$$i_{\mathrm{K,Makc}} = k \frac{U}{u_{\mathrm{K}}}.$$
(41-29)

Так, при U = 1.0, $u_{\rm k} = 0.075$, k = 1.8 величина $i_{\rm к.макс} = 24$. Максимальный ток при коротком замыкании в 24 раза превосходит амплитуду номинального тока.

6) ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ СИЛЫ, ДЕЙСТВУЮЩИЕ НА ОБМОТКИ ТРАНСФОРМАТОРА

При внезапном коротком замыкании, как это следует из (41-29), ток в обмотках трансформатора достигает весьма больщих значений. Поскольку обмотки находятся в магнитном поле рассеяния, пропорциональном току, они испытывают воздействие весьма больших электромагнитных сил, увеличивающихся пропорционально квадрату тока.

Несмотря на кратковременность действия сил — короткое замыкание обычно отключается не более чем через 0,3—0,5 *сек* после его возникновения, — они представляют значительную опасность для трансформатора.

Электромагнитная сила $F_{\mathfrak{DM}}$, действующая на элемент проводника длиной dl с током *i*, находящийся в магнитном поле, индукция которого *B* направлена перпендикулярно оси элемента, равна

$$F_{\rm PM} = Bi \, dl, \tag{41-30}$$

причем в практической системе единиц:

 $[F_{\text{ЭМ}}] =$ ньютон; [B] = тесла (вб/м²); [i] = ампер; [dl] = метр.

В трансформаторе сила, действующая на единицу длины витка обмотки *l*, может быть определена по (41-30):

$$\frac{F_{\partial M}}{l} = Bi. \tag{41-31}$$

Так, если при номинальном токе $F_{\rm 3M}/l = 1 \kappa \Gamma/m$ (9,8 μ/m), то при коротком замыкании с $i_{\rm K} = 24$ максимальное значение силы составляет уже 576 $\kappa \Gamma/m$

Характер электромагнитных сил, действующих на обмотки, определяется картиной поля рассеяния, а именно направлением трубок поля. Обычно вектор индукции поля рассеяния В заменяют двумя его проекциями: на направление, параллельное оси стержня (вдоль высоты обмотки), \mathbf{B}_h и церпендикулярное ему (вдоль радиуса обмотки) \mathbf{B}_r , так что $\mathbf{B} = \mathbf{B}_h + \mathbf{B}_r$.

На рис. 41-4, а показана примерная картина поля рассеяния транс-



Рис. 41-4. Поле рассеяния (a) и силы, действующие на обмотки трансформатора (б) при коротком замыкании.

 сердечник; 2 — обмотки (изображены только с одной стороны стержня).

форматора и разложение вектора В в одной точке на составляющие B_h и B_r. По правилу левой руки нетрудно определить направление сил, обусловленных составляющими индукции B_h, B_r:

$$\frac{F_r}{l} = B_h i, \quad \frac{F_h}{l} = B_r i,$$

причем сила F_r направлена в радиальном направлении обмотки, а F_h — вдоль ее высоты.

Из картины поля на рис. 41-4, *а* видно, что радиальная сила F_r будет стремиться сжать внутреннюю обмотку и разорвать наружную обмотку. Сила F_h получается наиболее значительной на верхнем и нижнем торцах обмотки, где составляющая индукции B_r имеет по высоте обмотки максимальное значение. Эта сила сжимает обе обмотки в направлении оси стержня (рис. 41-4, б).

При неодинаковом расположении катушек первичной и вторичной обмоток по высоте стержня могут появиться силы F_h , действие которых передается на ярмо трансформатора и которые могут деформировать отдельные части обмоток при возникновении короткого замыкания.

в) ИЗМЕНЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ

Значительное увеличение при коротком замыкании потерь в обмотках трансформатора (они пропорциональны квадрату тока) приводит к весьма быстрому нарастанию температуры обмоток. От последней, как известно, зависит долговечность сохранения рабочих свойств, а иногда и просто целостность изоляции обмоток.

При определении увеличения температуры обмоток в процессе короткого замыкания трансформатора можно пренебречь апериодической составляющей тока ввиду быстрого ее затухания, и, кроме того, считать тепловой режим адиабатным, так как в рассматриваемом кратковременном процессе тепло, выделяющееся в обмотках, не успевает рассеиваться.

Анализ показывает, что если продолжительность короткого замыкания не превосходит 2—3 сек, то скорость нарастания температуры медных обмоток ϑ составляет:

$$\frac{d\vartheta}{dt} \approx 0,00535\delta_{\kappa}^{2},$$

где $\delta_{\mu} =$ плотность тока при коротком замыкании, a/MM^2 .

В масляных трансформаторах средней и большой мощности δ_{κ} составляет примерно 65—70 a/mm^2 и 30—35 a/mm^2 . Поэтому $d\vartheta/dt$ для них соответственно равна около 24 *град/сек* и 6 *град/сек*.

Эти данные показывают, что если короткое замыкание отключается менее чем через 1 сек, то в термическом отношении оно не представляет опасности для трансформатора.

§ 41-4. Перенапряжения в трансформаторах

Значительное увеличение напряжения на обмотке трансформатора при волновых переходных процессах имеет двоякую природу. Перенапряжения, вызванные изменениями в самой электрической системе и называемые поэтому в н у т р е н н и м и п е р е н а п р я ж е н и я м и, возникают либо вследствие коммутационных операций (отключение трансформаторов, линий передачи и т. д.), либо в результате аварийных режимов (перемежающиеся электрические дуги при коротком замыкании, несимметричные короткие замыкания). Другой вид перенапряжений — это в н е ш н и е (а т м о с ф е р н ы е) п е р е н а п р я ж е н и я, которые обусловлены атмосферными разрядами, приводящими к появлению больших зарядов на линии электропередачи.

Во всех этих случаях к трансформатору устремляются волны напряжения. Их форма различна. Так, при атмосферных перенапряжениях волна представляет апериодический импульс, а при коммутационных она имеет колебательный характер (рис. 41-5).

Внутренние перенапряжения связаны с величиной номинального напряжения трансформатора и обычно не превосходят его более чем в 2,5— 3,5 раза. Атмосферные же перенапряжения могут составлять несколько тысяч киловольт и поэтому являются наиболее опасными.



Рис. 41-5. Вид волн напряжения: *а* — при атмосферных перенапряжениях; *б* — при коммутационных перенапряжениях.

 1 — действительный апериодический импульс; 2 — идеализированная бесконечно длинная прямоугольная водна.

Анализ перенапряжений в трансформаторе представляет весьма трудную задачу, так как характер электромагнитных связей в трансформаторе при падении на него волны напряжения очень сложен. В нормальном установившемся режиме работы ток частоты 50 гц протекает по обмотке трансформатора, а токи смещения через изоляцию ничтожны, поэтому схема замещения одной обмотки (без взаимной индукции с другой) имеет вид, представленный на рис. 41-6, *а*.

При подходе волны напряжения к трансформатору напряжение на его зажимах изменяется с огромной скоростью. Так, для апериодического импульса (рис. 41-5, *a*) напряжение от нуля до максимума изменяется за 1-1,5 мксек. В этом случае значительную роль начинают играть емкостные связи элементов обмотки. Если обозначить емкость между соседними катушками C_d , а емкость катушки относительно сердечника (земли) C_q , то схема замещения одной обмотки принимает вид, показанный на рис. 41-6, б. Следует отметить, что действительная схема замещения обмотки трансформатора при исследовании волновых переходных процессов еще более сложна за счет магнитной и емкостной связей между обмотками и за счет неоднородности обмотки по длине (например, усиленная изоляция начальных витков приводит к неодинаковости емкостей в схеме замещения).

Рассмотрим перенапряжения в трансформаторе при подходе к нему бесконечно длинной прямоугольной волны с амплитудой U_{макс} (рис. 41-5, *a*).



Рис. 41-6. Схемы замещения обмотки трансформатора: *а* — при напряжении промышленной частоты; *б*, *в* — при весьма быстром изменении напряжения.

Хотя в действительности такие волны не встречаются, анализ этого случая позволяет установить некоторые общие соотношения, характерные для реальных апериодических импульсов.

Отметим прежде всего характер изменения напряжения на зажимах трансформатора при подходе к нему прямоугольной волны.

Известно, что если волна напряжения подходит к короткозамкнутому концу линии, то отраженная волна равна и противоположна по знаку падающей волне. Если же волна напряжения подходит к разомкнутому концу линии, то она отражается с тем же знаком и той же амплитудой. В первом случае напряжение на конце линии падает до нуля, во втором удваивается.

Поскольку при очень большой скорости изменения напряжения на трансформаторе ток через индуктивности *L* на схеме рис. 41-6, б не пойдет, то схема замещения практически становится такой, какой она показана на рис. 41-6, *в*. Трансформатор в этом случае по отношению к волне напряжения представляется некоторой емкостью *C*_в, называемой в х о д н о й е м к о с т ь ю т р а н с ф о р м а т о р а. Таким образом, прямоугольная волна напряжения, достигнув трансформатора, воспринимает его как емкость С. Вследствие бесконечной скорости изменения напряжения для рассматриваемой волны в первый момент (от 0 до U_{маис}) сопротивление трансформатора оказывается равным нулю, и последний эквивалентен короткозамкнутому концу линии передачи. Напряжение на трансформаторе падает до нуля. Но затем емкость С, начинает заряжаться, напряжение на трансформаторе возрастает, и при полностью заряженной емкости С, трансформатор эквивалентен разомкнутому концу линии передачи. Это значит, что напряжение на трансформаторе U будет нарастать от нуля до двойного по сравнению с напряжением падающей волны 2U_{макс} (рис. 41-7).

Можно показать, что

$$U = U_{\pi} \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{z_{\pi} C_{B}}} \right),$$



Рис. 41-7. Характер изменения напряжения на зажимах трансформатора после отражения бесконечно длинной прямоугольной волны.

где $U_{\pi} = 2U_{\text{макс}}$; z_{π} — волновое сопротивление линии передачи. Время установления напряжения U_{π} на трансформаторе практически равно (3 ÷ 4) $z_{_{\rm J}}C_{_{\rm B}}$ и для типичных параметров $z_{_{\rm J}} = 400$ ом и $C_{_{\rm B}} = 10^{-10}$ ф оно составляет 0,1-0,2 мксек.

Рассмотрим теперь, как распределяется напряжение U_л по самой обмотке трансформатора, замещенной цепочкой емкостей C_d и C_q (рис. 41-6, в). Это распределение напряжения в момент установления на зажимах трансформатора напряжения U_{π} называют начальным.

в) НАЧАЛЬНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПО ОБМОТКЕ ТРАНСФОРМАТОРА

Пусть обмотка имеет длину l и состоит из достаточно большого числа элементов n. Выделим на схеме замещения элемент, отстоящий на расстоянии x от конца обмотки X и длиной, равной dx = l/n (рис. 41-8). Пусть суммарная емкость элементов обмотки относительно земли равна C_{3} , а суммарная емкость между элементами обмотки C_{00} ; тогда емкости элемента равны:

$$C_d = nC_{00} = \frac{C_{00}l}{dx}, \quad C_q = \frac{C_3}{n} = \frac{C_3}{l}dx.$$

Обозначим: заряд на емкости C_d через Q; заряд, ответвляющийся на емкость C_a, - dQ; напряжение относительно земли в начале элемента u_0 , в конце его — $u_0 + du_0$; тогда из схемы на рис. 41-8 следуют два





уравнения:

$$Q = C_{05} \frac{l}{dx} du_0, \qquad (41-32)$$

$$dQ = C_3 \frac{dx}{l} u_0 \quad \text{или} \quad \frac{dQ}{dx} = C_3 \frac{u_0}{l}.$$
(41-33)

Дифференцируя (41-32) по х, вычитая из него (41-33) и деля результат на Соб/l, получим:

$$\frac{d^2 u_0}{dx^2} - \alpha^2 u_0 = 0, \quad (41-34)$$

где $\alpha = \sqrt{C_{a}/C_{ob}}$, а x = x/l — относительное значение координаты x. Решение уравнения (41-34) имеет вид:

$$u_0 = A_1 \varepsilon^{ax} + A_2 \varepsilon^{-ax}. \tag{41-35}$$

Постоянные интегрирования находятся из граничных условий, которые будут различными в зависимости от того, заземлена или изолирована нейтральная точка трансформатора Х.

1) Нейтральная точка заземлена. Граничные условия: при x = 0, $u_0 = 0$; при x = 1,0, $u_0 = u_{\pi}$.

Из (41-35) находим:

откуда

$$A_1 + A_2 = 0, \quad A_1 \varepsilon^a + A_2 \varepsilon^{-a} = U_{\pi},$$

$$A_1 = -A_2 = \frac{U_{\pi}}{\varepsilon^{\alpha} - \varepsilon^{-\alpha}}.$$

$$u_0 = U_n \frac{\varepsilon^{ax} - \varepsilon^{-ax}}{\varepsilon^a - \varepsilon^{-a}} = U_n \frac{\operatorname{sh} ax}{\operatorname{sh} a}.$$
 (41-36)

2) Нейтральная точка изолирована. Граничные условия: при x = 0 заряд Q = 0; при x = 1,0 напряжение $u_0 = U_{\pi}$. Из (41-32) имеем:

$$(Q)_{\boldsymbol{x}=0} = C_{\text{of}} \left(\frac{du_0}{d\boldsymbol{x}}\right)_{\boldsymbol{x}=0},$$

откуда следует, что

$$\left(\frac{du_0}{dx}\right)_{x=0}=0.$$

Производная от напряжения u_0 , определяемого уравнением (41-35), равна

$$\frac{du_0}{dx} = A_1 \alpha \varepsilon^{\alpha x} - A_2 \alpha \varepsilon^{-\alpha x}. \tag{41-37}$$

Таким образом, граничные условия принимают вид:

$$A_1 \alpha - A_2 \alpha = 0, \quad A_1 \varepsilon^{\alpha} + A_2 \varepsilon^{-\alpha} = U_n,$$

откуда следует, что

$$A_1 = A_2 = \frac{U_{\pi}}{\varepsilon^{\alpha} + \varepsilon^{-\alpha}}.$$

Подставив постоянные A_1 , A_2 в (41-35), получим для рассматриваемого случая:

$$u_0 = U_{\pi} \frac{e^{ax} + e^{-ax}}{e^a + e^{-a}} = U_{\pi} \frac{\operatorname{ch} ax}{\operatorname{ch} a}.$$
(41-38)

Начальное распределение напряжения по обмотке трансформатора, построенное по выражениям (41-36), (41-38), показано на рис. 41-9.

При встречающихся значениях $\alpha = 10 \div 15$ начальное распределение напряжения практически не зависит от того, изолирована или заземлена нейтральная точка трансформатора.



Рис. 41-9. Распределение напряжения по обмотке трансформатора при падении бесконечно длинной прямоугольной волны: а) нейтральная точка заземлена; б) нейтральная точка изолирована.

Начальное распределение напряжения $u_0/U_{\pi} = f(x)$: $1 - \alpha = 10$; $2 - \alpha = 5$. Напряжение установившегося режима u_y/U_{π} — кривая 3; максимальные напряжения в процессе колебаний $u_{\text{макс}}/U_{\pi}$ — кривая 4.

Из рис. 41-9 видно, что между катушками, находящимися вблизи линейного зажима обмотки трансформатора (x около 1,0), действует значительное напряжение; оно пропорционально величине du_0/dx — градиенту напряжения. Вблизи линейного зажима обмотки при практически встречающихся значениях $\alpha = 10 \div 15$ как для заземленной, так и для изолированной нейтральной точки, в соответствии с (41-36), (41-38), получается одинаковое выражение для u_0 :

$$u_0 \approx U_{\pi} \frac{\varepsilon^{\alpha x}}{\varepsilon^{\alpha}}.$$

Поэтому в обоих случаях для x, близких к 1,0,

$$\left(\frac{du_0}{dx}\right)_{x\approx 1,0} \approx U_{\pi} \alpha \frac{\varepsilon^{\alpha x}}{\varepsilon^{\alpha}} \approx \alpha U_{\pi}.$$
(41-39)

Этот градиент напряжения в α раз превышает значение $du_0/dx = U_{\pi}$ при равномерном распределении напряжения по обмотке трансформатора, когда $u_0 = U_{\pi}x$.

6) ПЕРЕХОД К УСТАНОВИВШЕМУСЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЮ НАПРЯЖЕНИЯ ПО ОБМОТКЕ ТРАНСФОРМАТОРА

Общая схема замещения трансформатора (рис. 41-6, б) содержит емкости, индуктивности и активные сопротивления. Поэтому последующий за начальным распределением напряжения переходный процесс характеризуется затухающими колебаниями напряжения в каждой точке обмотки. Окончательное распределение напряжения на обмотке определяется схемой рис. 41-6, а. При заземленной нейтральной точке напряжение установившегося режима u_y распределяется по обмотке линейно: $u_y = U_x$; при изолированной нейтральной точке $u_y = U_n$, т.е. остается одинаковым по всей обмотке (см. рис. 41-9).

Наибольшая амплитуда колебаний напряжения в любой точке обмотки в первом приближении определяется разностью $u_y - u_0$ в этой точке. Огибающие максимальных значений напряжений $u_{\text{макс}}$ в колебательном процессе представлены на рис. 41-9 пунктирными кривыми. Обращает внимание большое напряжение на изолированном конце обмотки.

При колебаниях возможны значительные градиенты напряжения в любой точке обмотки. Поэтому необходимо по возможности исключить переходный колебательный процесс. Для этого достаточно, чтобы начальное распределение напряжения в трансформаторе совпадало с установившимся.

в) ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ В ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРАХ И АВТОТРАНСФОРМАТОРАХ

Приведенный выше анализ перенапряжений относится, по существу, к однофазному трансформатору. Однако на его основе можно рассмотреть перенапряжения в трехфазных трансформаторах и автотрансформаторах. Не имея возможности подробно изложить этот вопрос, сделаем лишь некоторые замечания.

Если трехфазный трансформатор имеет заземленную нейтральную точку, то перенапряжения в нем такие же, как и в однофазном трансформаторе с заземленным концом обмотки. При соединении обмоток в звезду и изолированной нейтральной точке перенапряжения различны в зависимости от того, приходит ли волна по одной фазе или по всем трем. В первом случае задача сводится к определению перенапряжений в двух последовательно соединенных обмотках с заземленным концом, волновые сопротивления которых различаются в два раза; во втором — процессы в каждой фазе происходят так же, как в однофазном трансформаторе с изолированным концом обмотки.

При соединении обмоток в треугольник и движении волн по трем линейным проводам процесс перенапряжений в двух половинах каждой фазной обмотки будет таким же, как в однофазном трансформаторе с обмоткой половинной длины, имеющей изолированный конец. Максимальное напряжение в трехфазном трансформаторе будет иметь место в середине каждой фазной обмотки.

В автотрансформаторах импульсные волны напряжения могут передаваться из одной сети в другую со значительным усилением.

r) ЗАЩИТА ТРАНСФОРМАТОРОВ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Для увеличения надежности работы трансформатора при воздействии импульсных волн напряжения применяются специальные меры. Для сохранения главной изоляции трансформатора (изоляция относительно корпуса) необходимо ограничить амплитуду волн, подходящих к его обмотке. Это достигается установкой защитных средств на линиях передачи и подстанциях: заземленных тросов, искровых промежутков и вентильных разрядников (в нешняя защита трансформатора).

Сохранению витковой и междукатушечной изоляции способствуют некоторые конструктивные мероприятия в самом трансформаторе (в н у т ренняя защита трансформатора). К ним следует отнести: 1) усиление изоляции входных витков и катушек, хотя эта мера и вызывает некоторые сомнения, так как она приводит к неоднородности обмотки; 2) установка емкостных колец и экранов (емкостная защита):



Рис. 41-10. Схема замещения емкостного экрана в трансформаторе.

3) применение обмоток с пониженным значением $\alpha = \sqrt{C_3/C_{of}}$ (многослойные обмотки, катушечные обмотки с перестановкой витков).

Идея последних двух мер связана с тем, что в трансформаторе с $\alpha \rightarrow 0$ начальное распределение напряжения по обмотке совпадает с установившимся и, следовательно, в таком трансформаторе исключается колебательный переходный процесс, а градиенты напряжения в обмотке минимальны.

Неравномерность начального распределения напряжения в трансформаторе обусловлена наличием у обмотки емкостей на землю, которые заряжаются через продольные емкости (см. схему рис. 41-6, e), в результате чего заряды на емкостях C_d вдоль обмотки различны. Если установить в трансформаторе специальные емкости, через которые будет происходить зарядка емкостей C_q обмотки, то заряды на емкостях C_d окажутся одинаковыми и начальное распределение напряжения станет линейным, т. е. таким же, как установившееся распределение напряжения в трансформаторе с заземленной нейтральной точкой.

Роль указанных специальных емкостей играет экран, частично охватывающий обмотку и соединенный с линейным зажимом трансформатора. На схеме рис. 41-10 он показан в виде распределенных емкостей C_{2} , величина которых определяется исходя из равенства зарядов на емкостях C_{2} и C_{a} .

В произвольной точке обмотки с координатой x

$$U_{\pi}(1-x)C_{\vartheta} = U_{\pi}xC_{q},$$

$$C_{\vartheta} = C_{q}\frac{x}{1-x}.$$
(41-40)

откуда

При x = 1 величина $C_{\mathfrak{d}} = \infty$, что осуществить невозможно. Однако в значительном диапазоне x условие (41-40) выполняется и емкостные экраны хорошо выравнивают распределение напряжения вдоль обмотки. Применяемые в трансформаторах емкостные кольца представляют собой емкостные экраны лишь около концевых катушек и выравнивают распределение напряжения только в этой зоне обмотки.

Для возможности применения емкостных экранов на трансформаторах с изолированной или заземленной через реактор нейтральной точкой последние снабжают специальным устройством, включаемым в нейтраль (и м п и д о р). Оно содержит емкость, которая при волновых процессах заземляет нейтраль трансформатора, а при промышленной частоте имеет очень большое сопротивление и практически не пропускает токов.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

§ 42-1. Общие соображения

Для исследования переходных процессов вращающихся электрических машин, в частности синхронных, необходимо иметь уравнения электрических цепей и механического движения ротора в дифференциальной форме.

Для фазных обмоток статора (принимая форму записи уравнения напряжений якорной обмотки генератора) будем иметь в общем виде:

1

$$u_a = -\frac{d\Psi_a}{dt} - i_a r, \qquad (42-1)$$

$$u_b = -\frac{d\Psi_b}{dt} - i_b r, \qquad (42-2)$$

$$u_{\rm c} = -\frac{d\Psi_c}{dt} - i_{\rm c}r, \qquad (42-3)$$

где Ψ_a , Ψ_b , Ψ_c — полные потокосцепления с фазными обмотками *a*, *b*, *c*; u_a , u_b , u_c и i_a , i_b , i_c — мгновенные значения фазных напряжений и токов; r — сопротивление фазной обмотки.

Аналогичный вид имеет уравнение цепи обмотки возбуждения. Поскольку она потребляет мощность извне, уравнение напряжения для нее (ср. § 5-6):

$$u_{\rm B} = \frac{d\Psi_{\rm B}}{dt} + i_{\rm B}r_{\rm B},\tag{42-4}$$

где $u_{\rm B}$, $i_{\rm B}$ — напряжение, приложенное к обмотке возбуждения, и ток в ней; $\Psi_{\rm B}$, $r_{\rm B}$ — полное потокосцепление и сопротивление этой обмотки.

Если на роторе машины расположена демпферная обмотка, замещаемая, с электромагнитной точки зрения, двумя эквивалентными короткозамкнутыми контурами по продольной и поперечной осям, то должны быть добавлены два уравнения напряжения этих контуров:

$$\frac{d\Psi_{ad}}{dt} + i_{ad}r_{ad} = 0, \qquad (42-5)$$

$$\frac{d\Psi_{\mathfrak{s}q}}{dt} + i_{\mathfrak{s}q}r_{\mathfrak{s}q} = 0. \tag{42-6}$$

Здесь и в дальнейшем подстрочные значки «эd» и «эq» обозначают эквивалентные демпферные контуры — продольный и поперечный. В (42-5), (42-6) символы Ψ, *i*, *r* имеют обычное значение — потокосцепление, ток, сопротивление контура.

Уравнение движения ротора машины (5-24) приведем здесь еще раз:

$$M_1 = M_{_{\mathrm{PM}}} + J \, \frac{d\Omega}{dt} \,. \tag{42-7}$$

(В момент M_1 включен и момент механических потерь).

Для представления уравнений (42-1) — (42-7) в развернутой форме обычно предполагают, что потери в сердечнике машины равны нулю, а магнитная проницаемость магнитопровода постоянна. Это дает возмож-



Рис. 42-1. Магнитные оси в синхронной машине.

ность при определении потокосцепления с какой-либо обмоткой машины применить принцип наложения, т. е. считать его суммой потокосцеплений, обусловленных током каждой обмотки в отдельности. Например, потокосцепление с фазной обмоткой *a* равно

 $\Psi_a = L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c + M_{aB} i_B + M_{ad} i_{ad} + M_{ag} i_{ag}$, (42-8) где L_a — индуктивность фазной обмотки, а M — взаимная индуктивность между ней и другими обмотками.

Все индуктивности, входящие в (42-8), в общем случае не являются постоянными величинами, а зависят от положения ротора в пространстве. Можно считать, что взаимные индуктивности между фазными обмотками статора и контурами ротора (M_{ab} , M_{ad} и т. д.) представляют первую гармоническую угла γ — угла между магнитной осью фазы *a* и осью *d* (рис. 42-1). Индуктивности фазных обмоток и взаимные индуктивности между ними (например, L_a , M_{ab} и т. д.) остаются постоянными только для неявнополюсной машины. Для явнополюсного типа синхронных машин они, кроме постоянной составляющей, содержат еще вторую гармоническую угла γ .

Зависимость ряда индуктивностей цепей от угла у приводит к тому, что дифференциальные уравнения напряжения, включающие производную потокосцепления, становятся очень сложными: коэффициенты при переменных (токах и их производных) имеют вид гармонических функций у. В этом нетрудно убедиться, подставив (42-8) в (42-1) и учтя зависимость индуктивностей в (42-8) от угла у.

Таким образом, уравнения синхронной машины, записанные относительно реальных переменных — токов в цепях машины, представляют дифференциальные уравнения с переменными коэффициентами и потому неудобны для исследования.

§ 42-2. Уравнения напряжения, содержащие 0, *d*, *q*-составляющие переменных

Необходимо преобразовать исходные уравнения так, чтобы они, по возможности, стали уравнениями с постоянными коэффициентами. Подобное преобразование возможно, если обратиться к теории двух реакций (§ 3-9 и 3-14), согласно которой рассматривается не реальный магнитный поток в зазоре, а его составляющие по продольной и поперечной осям машины.

Смысл такого разложения поля состоит в том, что магнитная проводимость для составляющих поля по продольной и поперечной осям постоянна.

Поэтому продольный и поперечный потоки реакции якоря пропорциональны соответственно продольному и поперечному токам якоря.

Потокосцепления с обмоткой якоря от продольного (Ψ_{ad}) и поперечного (Ψ_{aq}) полей реакции якоря в момент совпадения магнитной оси фазной обмотки соответственно с осями d и q равны:

$$\Psi_{ad} = L_{ad}i_d, \tag{42-9}$$

$$\Psi_{aq} = L_{aq} i_q, \tag{42-10}$$

где L_{ad} , L_{aq} — индуктивности обмотки якоря, соответствующие продольному и поперечному потокам реакции якоря; i_d , i_q — мгновенные значения продольного и поперечного токов якоря.

Соотношения (42-9), (42-10) отличаются от аналогичных выражений, справедливых для установившегося режима, только тем, что в последних



Рис. 42-2. Изображающий вектор тока и его проекции на оси машины.

режима, только тем, что в последних должны фигурировать токи I_d , I_q , соответствующие установившемуся режиму.

Напомним (§ 23-4), что продольный и поперечный токи якоря могут определяться в виде проекций изображающего вектора тока I на оси d, q не только в установившемся, но и в переходном режимах. Это дает возможность связать токи i_d , i_q с фазными токами i_a , i_b , i_c . Установим эту связь (см. также § 3-14).

Пусть в общем случае $i_a + i_b + i_c \neq 0$. Обозначим $\frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c \neq 0)$

 $(+i_c) = i_0$ и назовем этот ток нулевой составляющей тока якоря. (Ток i_0 может во времени изменяться по сложному закону, поэтому его не следует смешивать с гармоническим током нулевой последовательности \dot{I}_0). Тогда токи $i'_a = i_a - i_0$, $i'_b = i_b - i_0$, $i'_c = i_c - i_0$ могут быть представлены в виде проекций изображающего вектора тока \dot{I} на оси a, b, c, так как $i'_a + i'_b + i'_c = 0$ (рис. 42-2), т. е.

$$i'_{a} = I\cos\left(\psi - \gamma + \frac{\pi}{2}\right) = -I\sin\left(\psi - \gamma\right), \qquad (42-11)$$

$$i_b = I \cos\left(\psi - \gamma + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}\right) = -I \sin\left(\psi - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right),$$
 (42-12)

$$i'_{c} = I\cos\left(\psi - \gamma + \frac{\pi}{2} + \frac{4\pi}{3}\right) = -I\sin\left(\psi - \gamma + \frac{4\pi}{3}\right). \quad (42-13)$$

Соответственно продольный и поперечный токи якоря:

$$i_d = I\cos\left(\psi + \frac{\pi}{2}\right) = -I\sin\psi, \qquad (42-14)$$

$$i_q = I\cos\psi. \tag{42-15}$$

Выражения для фазных токов с учетом (42-11) — (42-15) могут быть представлены в виде:

$$i_a = i'_a + i_0 = -I \sin \psi \cos \gamma + I \cos \psi \sin \gamma + i_0 =$$

= $i_0 + i_d \cos \gamma + i_q \sin \gamma$, (42-16)

$$i_b = i'_b + i_0 = i_0 + i_d \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + i_q \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right),$$
 (42-17)

$$i_c = i'_c + i_0 = i_0 + i_d \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) + i_q \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right).$$
 (42-18)

Из полученных соотношений нетрудно определить токи *i_d*, *i_q*, *i₀* в функции фазных токов машины:

$$i_0 = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c),$$
 (42-19)

$$i_d = \frac{2}{3} \left[i_a \cos \gamma + i_b \cos \left(\gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \cos \left(\gamma - \frac{4\pi}{3} \right) \right], \tag{42-20}$$

$$i_q = \frac{2}{3} \left[i_a \sin \gamma + i_b \sin \left(\gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \sin \left(\gamma - \frac{4\pi}{3} \right) \right]. \tag{42-21}$$

Переход от одних переменных к другим, связанных линейными соотношениями, в частности соотношениями (42-16) — (42-21), называется линейным преобразованием. Отметим особенности тока нулевой составляющей i_0 . Если этот ток не равен нулю, то, как видно из (42-16) — (42-18), он одновременно входит во все фазные токи машины. Потому этот ток, так же как и ток нулевой последовательности (§ 32-3), не может создать магнитное поле взаимной индукции с ротором машины. Он образует лишь поле рассеяния обмотки статора, одновременно изменяющееся во всех трех фазах. Потокосцепления с фазными обмотками, обусловленные током i_0 , равны

$$\Psi_{a0} = \Psi_{b0} = \Psi_{c0} = L_0 i_0, \qquad (42-22)$$

где L_0 — индуктивность фазной обмотки статора при протекании тока i_0 в трех фазах.

Нетрудно убедиться в том, что для тока *i*₀ получается отдельное дифференциальное уравнение напряжения. В самом деле, складывая (42-1) — (42-3) и деля результат на три, получим:

$$u_0 = -\frac{d\Psi_0}{dt} - i_0 r, \qquad (42-23)$$

где $u_0 = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c)$, $\Psi_0 = \frac{1}{3}(\Psi_a + \Psi_b + \Psi_c)$ — нулевые составляющие напряжения и потокосцепления обмоток якоря.

Но сумма потокосцеплений с фазными обмотками может быть не равной нулю только при наличии тока i_0 , так как от вращающихся полей в зазоре сумма потокосцеплений с тремя одинаковыми обмотками, сдвинутыми в этих полях на 120°, равна нулю; такой же результат получается для потокосцеплений от полей рассеяния, обусловленных токами i'_a , i'_b , i'_c , так как их сумма обращается в нуль. Поэтому $\Psi_0 = 1/3$ ($\Psi_{a0} + \Psi_{b0} + \Psi_{c0}$) = $L_0 i_0$, и уравнение (42-23) содержит только один ток i_0 :

$$-u_0 = L_0 \frac{di_0}{dt} + i_0 r. \tag{42-24}$$

Токи i'_a , i'_b , i'_c , кроме поля реакции якоря, создают еще поле рассеяния, которое дает потокосцепления с фазными обмотками статора, равные

$$\Psi_{as} = L_{s}i'_{a}, \quad \Psi_{bs} = L_{s}i'_{b}, \quad \Psi_{cs} = L_{s}i'_{c}, \quad (42-25)$$

где L_s — индуктивность рассеяния обмотки якоря.

Изображающий вектор потокосцепления рассеяния $\dot{\Psi}_s$ в соответствии с величинами (42-25), представляющими его проекции на оси *a*, *b*, *c*, равен $\dot{\Psi}_s = L_s \dot{I}$. Он может быть представлен в виде суммы векторов по осям *d* ($\dot{\Psi}_{sd}$) и *q* ($\dot{\Psi}_{sq}$):

$$\dot{\Psi}_{s} = \dot{\Psi}_{sd} + \dot{\Psi}_{sq} = L_{s}\dot{I} = L_{s}(\dot{I}_{d} + \dot{I}_{q}),$$

при этом модули векторов потокосцепления рассеяния равны:

$$\Psi_{sd} = L_s i_d, \qquad (42-26)$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_q. \tag{42-27}$$

По продольной оси d, кроме поля реакции якоря, создается еще магнитное поле токами обмотки возбуждения и эквивалентного продольного демпферного контура. Поэтому для полного потокосцепления поля по продольной оси с обмоткой якоря (Ψ_d) в момент совпадения ее оси с осью dможно написать с учетом (42-9), (42-26) следующее выражение:

$$\Psi_{d} = (L_{ad} + L_{s})i_{d} + M_{aBd}i_{B} + M_{a\partial d}i_{\partial d} = L_{d}i_{d} + M_{aBd}i_{B} + M_{a\partial d}i_{\partial d}, \quad (42-28)$$

где M_{abd} , $M_{a\partial d}$ — взаимные индуктивности между фазной обмоткой и соответственно обмоткой возбуждения и продольным демпферным контуром при совпадении магнитных осей обмоток; $L_d = L_{ad} + L_s$ — индуктивность фазной обмотки якоря при совпадении ее оси с осью d.

Потокосцепление с обмоткой возбуждения Ψ_в обусловлено полем реакции якоря по продольной оси, а также полями от токов в самой обмотке возбуждения и продольном демпферном контуре.

Полагая, что взаимная индуктивность между фазной обмоткой статора и обмоткой возбуждения пропорциональна косинусу угла между магнитными осями обмоток и учитывая (42-20), будем иметь:

$$\Psi_{\rm B} = (M_{aBd}\cos\gamma)i_a + \left[M_{aBd}\cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right)\right]i_b + \left[M_{aBd}\cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right)\right]i_c + L_{\rm B}i_{\rm B} + M_{\rm B,\partial d}i_{\partial d} = \frac{3}{2}M_{aBd}i_d + L_{\rm B}i_{\rm B} + M_{\rm B,\partial d}i_{\partial d}, \quad (42-29)$$

где $L_{\rm B}$ — индуктивность обмотки возбуждения; $M_{{\rm B},9d}$ — взаимная индуктивность между обмоткой возбуждения и продольным демпферным контуром.

Аналогично можно получить выражение для потокосцепления с продольным демиферным контуром:

$$\Psi_{ad} = \frac{3}{2} M_{aad} i_d + M_{B.ad} i_B + L_{ad} i_{ad}, \qquad (42-30)$$

где L_{ad} — индуктивность продольного демпферного контура.

По поперечной оси q в зазоре машины магнитное поле создается поперечным током якоря i_q и током поперечного демпферного контура i_{aq} . Поэтому полное потокосцепление с фазной обмоткой якоря Ψ_q при совцадении с ее осью оси q с учетом (42-10), (42-27) равно

$$\Psi_{q} = (L_{aq} + L_{s})i_{q} + M_{a a q}i_{a q} = L_{q}i_{q} + M_{a a q}i_{a q}, \qquad (42-31)$$



Рис. 42-3. Изображающие векторы потокосцепления, напряжения и тока статора и их проекции на оси *d*, *q*.

где $M_{a \exists q}$ — взаимная индуктив ность между фазной обмоткой и поперечным демпферным контуром при совпадении их осей; L_q — ин дуктивность обмотки якоря при совпадении ее оси с осью q.

Потокосцепление с поперечным демпферным контуром Ψ_{aq} може быть получено таким же путем как и выражение (42-30):

$$\Psi_{\mathfrak{p}q} = \frac{3}{2} M_{\mathfrak{a}\mathfrak{p}q} i_q + L_{\mathfrak{p}q} i_{\mathfrak{p}q}, \quad (42-32)$$

где $L_{\partial q}$ — индуктивность поперечного демпферного контура.

Для получения дифференциаль

ных уравнений напряжения якоря содержащих потокосцепления по продольной и поперечной осям, обратимся к исходным уравнениям (42-1) — (42-3). Выше было показано, что если суммы фазных напряжений, потокосцеплений и токов не равны нулю то для нулевых составляющих получается отдельное уравнение напряжения (42-24). Поэтому вместо системы (42-1) — (42-3) можно рассматривати уравнение (42-24) и векторное уравнение

$$\dot{U} = -\frac{d\dot{\Psi}}{dt} - \dot{I}r, \qquad (42-33)$$

полагая, что фазные величины напряжений, потокосцеплений и токов являются проекциями изображающих векторов \dot{U} , $\dot{\Psi}$ и \dot{I} на оси a, b, c. (Предполагается, что оси a, b, c размещаются на комплексной плоскости).

Каждый вектор можно представить в виде суммы двух составляющих ориентированных вдоль продольной и поперечной осей (рис. 42-3):

$$\dot{\Psi} = \dot{\Psi}_d + \dot{\Psi}_q = \Psi_d \varepsilon^{j (\gamma + \alpha_{\rm K})} + \Psi_q \varepsilon^{j \left(\gamma + \alpha_{\rm K} - \frac{\pi}{2}\right)} = \Psi_d \dot{d} + \Psi_q \dot{q}, \quad (42-34)$$

$$U = U_d + U_q = u_d d + u_q q, (42-35)$$

$$\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q = i_d \dot{d} + i_q \dot{q},$$
 (42-36)

где $d = \varepsilon^{j} (\gamma + \alpha_{\rm K}), \ \dot{q} = \varepsilon^{j} \left(\gamma + \alpha_{\rm K} - \frac{\pi}{2}\right) = -\dot{j}d$ — векторы единичной длины, совпадающие соответственно с осями d и q (орты осей d, q); γ — угол между осями d и $a; \alpha_{\rm K}$ — постоянный угол, зависящий от того, как размещена комплексная плоскость относительно осей a, b, c.

Вычислим производную в (42-33), принимая во внимание (42-34) и очевидные соотношения:

$$\frac{d(d)}{dt} = j\varepsilon^{j(\gamma + \alpha_{\rm K})}\frac{d\gamma}{dt} = -\dot{q}\omega,$$
$$\frac{d(\dot{q})}{dt} = j\varepsilon^{j(\gamma + \alpha_{\rm K} - \frac{\pi}{2})}\frac{d\gamma}{dt} = \dot{d}\omega$$

где $\omega = d\gamma/dt$ — угловая скорость вращения ротора машины. Нетрудно видеть, что

$$\begin{aligned} \frac{d\dot{\Psi}}{dt} &= \left(\frac{d\Psi_d}{dt}\right)\dot{d} + \Psi_d \frac{d\left(\dot{d}\right)}{dt} + \left(\frac{d\Psi_q}{dt}\right)\dot{q} + \Psi_q \frac{d\left(\dot{q}\right)}{dt} = \\ &= \left(\frac{d\Psi_d}{dt}\right)\dot{d} - \left(\Psi_d\omega\right)\dot{q} + \left(\frac{d\Psi_q}{dt}\right)\dot{q} + \left(\Psi_q\omega\right)\dot{d}. \end{aligned}$$

Подставляя полученный результат, а также выражения (42-35), (42-36) в уравнение (42-33) и сравнивая его левые и правые части, находим:

$$-u_d = \frac{d\Psi_d}{dt} + \Psi_q \omega + i_d r, \qquad (42-37)$$

$$-u_q = -\Psi_d \omega + \frac{d\Psi_q}{dt} + i_q r.$$
(42-38)

В этих уравнениях потокосцепления с якорем от продольного и поперечного полей — Ψ_d , Ψ_q определяются через токи выражениями (42-28), (42-31). Проекции изображающего вектора напряжения якоря \dot{U} на оси d, q (или коротко продольные и поперечные напряжения якоря u_d , u_q) равны (рис. 42-3):

$$u_d = U \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) = -U \sin \theta, \qquad (42-39)$$

$$u_a = U\cos\theta, \qquad (42-40)$$

где U — модуль вектора напряжения якоря.

Таким образом, вместо уравнений напряжения обмоток якоря (42-1) — (42-3), содержащих фазные величины, теперь имеем три уравнения (42-24), (42-37), (42-38), куда входят нулевая, продольная и поперечная (0, *d*, *q*) составляющие переменных. Потокосцепления Ψ_d и Ψ_q даны в (42-28) и (42-31). К ним нужно присоединить уравнения (42-4) — (42-6), в которых потокосцепления определяются выражениями (42-29), (42-30), (42-32), в результате чего и получается полная система дифференциальных уравнений напряжения синхронной машины, содержащая 0, *d*, *q*-составляющие переменных.

Из изложенного ясно, что поскольку d, q-составляющие переменных являются проекциями изображающих векторов на оси d, q, а фазные величины представляются проекциями тех же векторов на оси a, b, c, то вид линейных соотношений (42-16) — (42-21), написанных для токов, справедлив также для напряжений и для потокосцеплений.

§ 42-3. Электромагнитный момент, определенный через d, q-составляющие переменных

Известно, что величина электромагнитных сил, действующих на контуры с током, определяется только мгновенными значениями тока в контурах, но не зависит от производных тока по времени, т. е. от того, как меняются токи во времени.

Это положение позволяет считать выражение для электромагнитного момента электрической машины, полученное для установившегося режима работы, справедливым и для переходных режимов, если оно содержит только токи или потокосцепления

(последние являются функцией токов).

Электромагнитный момент машины в установившемся режиме генератора равен

$$M_{_{\mathfrak{PM}}} = \frac{P_{_{\mathfrak{PM}}}}{\Omega_1} = \frac{P_2 + p_{_{\mathfrak{M}1}}}{\Omega_1}.$$
 (42-41)

Мощности, входящие в это выражение, определим через *d*, *q*-составляющие переменных:

$$p_{\rm MI} = 3I^2 r = \frac{3}{2} I_m^2 r = \frac{3}{2} (I_d^2 + I_q^2) r, \qquad (42-42)$$

$$P_{2} = 3UI\cos\varphi = \frac{3}{2}U_{m}I_{m}\cos\varphi = \frac{3}{2}U_{m}I_{m}\cos(\psi - \theta) = \frac{3}{2}(U_{d}I_{d} + U_{q}I_{q}),$$
(42-43)

τακ κακ $U_m \cos \theta = U_q$, $U_m \sin \theta = -U_d$, $I_m \cos \psi = I_q$, $I_m \sin \psi = -I_d$.

Напряжения U_d , U_q в установившемся режиме, когда $d\Psi_d/dt = d\Psi_q/dt = 0$ и $\omega = \omega_1$, получаются из (42-37), (42-38) в виде:

$$-U_d = \Psi_q \omega_1 + I_d r,$$

$$-U_q = -\Psi_d \omega_1 + I_q r.$$
Подставив полученные выражения для U_d , U_q в (42-43) и затем (42-42), (42-43) в (42-41), найдем:

$$M_{\scriptscriptstyle \mathfrak{M}} = \frac{3}{2} p \left(\Psi_d I_q - \Psi_q I_d \right).$$

Если токи и потокосцепления определены в переходном процессе, то полученное выражение определяет электромагнитный момент в этом процессе:

$$M_{\rm PM} = \frac{3}{2} p \left(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d \right). \tag{42-44}$$

Рис. 42-4. К определению электромагнитного момента синхронной машины.

Электромагнитный момент в относительных единицах $M_{\text{эм}}$ получим, деля (42-44) на базисный момент M_6 , равный (§ 22-4)

$$M_{6} = \frac{S_{6}}{\Omega_{1}} = \frac{S_{6}}{\omega_{6}} p = \frac{3}{2} \cdot \frac{U_{6}I_{6}}{\omega_{6}} p = \frac{3}{2} \Psi_{6}I_{6}p.$$

Таким образом,

$$M_{_{\rm PM}} = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d. \tag{42-45}$$

Электромагнитный момент может быть представлен также в виде векторного произведения изображающих векторов потокосцепления ($\overline{\Psi}$) и тока якоря (\overline{I}). Действительно, из рис. 42-4 видно, что

$$\Psi_d = \Psi \cos \alpha_{\Psi}, \quad \Psi_q = \Psi \sin \alpha_{\Psi}, \quad i_d = I \cos \alpha_I, \quad i_q = I \sin \alpha_I.$$

Подставляя эти значения в (42-45), получаем:

$$\boldsymbol{M}_{_{\mathrm{PM}}} = \boldsymbol{\Psi} \boldsymbol{I} \sin\left(\boldsymbol{\alpha}_{I} - \boldsymbol{\alpha}_{\boldsymbol{\psi}}\right) = [\boldsymbol{\Psi} \boldsymbol{\bar{I}}]. \tag{42-46}$$

Когда используются не векторы, а комплексы $\dot{\Psi}$, \dot{I} , тогда вместо (42-46) будем иметь:

$$\boldsymbol{M}_{_{\mathrm{PM}}} = \ln (\dot{\boldsymbol{\Psi}} \boldsymbol{\hat{I}}). \tag{42-47}$$

Выражение (42-45) показывает, что электромагнитный момент машины определяется только d, q-составляющими переменных и не зависит от нулевой составляющей тока и потокосцепления. Физически это объясняется тем, что нулевая составляющая тока якоря не создает в воздушном зазоре магнитного поля.

679





§ 42-4. Уравнения синхронной машины в относительных единицах

Для того чтобы выражения потокосцеплений машины имели такой я вид, как у обычных электромагнитносвязанных контуров, представи (42-28) — (42-32) в виде:

$$\Psi_d = L_d i_d + \left(\frac{3}{2} M_{aBd}\right) \left(\frac{2}{3} i_B\right) + \left(\frac{3}{2} M_{aBd}\right) \left(\frac{2}{3} i_{Bd}\right), \qquad (42-44)$$

$$\Psi_{\rm B} = \frac{3}{2} M_{aBd} i_d + \left(\frac{3}{2} L_{\rm B}\right) \left(\frac{2}{3} i_{\rm B}\right) + \left(\frac{3}{2} M_{{\rm B}, \partial d}\right) \left(\frac{2}{3} i_{\partial d}\right), \qquad (42-4)$$

$$\Psi_{\mathfrak{d}d} = \frac{3}{2} M_{\mathfrak{a}\mathfrak{d}d} i_d + \left(\frac{3}{2} M_{\mathfrak{B}\mathfrak{d}d}\right) \left(\frac{2}{3} i_{\mathfrak{B}}\right) + \left(\frac{3}{2} L_{\mathfrak{d}d}\right) \left(\frac{2}{3} i_{\mathfrak{d}d}\right), \qquad (42-5)$$

$$\Psi_q = L_q i_q + \left(\frac{3}{2} M_{a \ni q}\right) \left(\frac{2}{3} i_{\ni q}\right), \qquad (42-5)$$

$$\Psi_{\mathfrak{s}q} = \frac{3}{2} M_{\mathfrak{a}\mathfrak{s}q} i_q + \left(\frac{3}{2} L_{\mathfrak{s}q}\right) \left(\frac{2}{3} i_{\mathfrak{s}q}\right). \tag{42-5}$$

Перепишем (42-48) в относительных единицах, для чего это выражени следует разделить на базисное потокосцепление статора $\Psi_{\rm f} = L_{\rm f} I_{\rm f}$

$$\Psi_d = L_d i_d + M_{aBd} i_B + M_{aBd} i_{Bd}, \qquad (42-53)$$

где $i_{\rm B} = i_{\rm B}/I_{\rm B.6}$, $i_{\rm 3d} = i_{\rm 3d}/I_{\rm 3.6}$; $I_{\rm B.6}$, $I_{\rm 3.6}$ — базисные токи обмотки воз буждения и демпферной обмотки;

$$M_{aBd} = \frac{M_{aBd}}{L_6} \left(\frac{I_{B.6}}{I_6} \right), \quad M_{a\partial d} = \frac{M_{a\partial d}}{L_6} \left(\frac{I_{D.6}}{I_6} \right)$$

представляют собой относительные значения взаимных индуктивностей зависящие от выбора величины базисных токов роторных цепей.

Уравнение (42-49) будет содержать относительные величины, если ег разделить на базисное потокосцепление обмотки возбуждения $\Psi_{\text{в.6}}$. Пусть уравнение имеет вид:

$$\Psi_{\rm B} = M_{aBd} i_d + L_{\rm B} i_{\rm B} + M_{\rm B.\,9d} i_{\rm 3d}, \qquad (42-54)$$

при этом

Из второго соотношения (42-55) с помощью полученного выше выраже ния для M_{abd} найдем:

$$\Psi_{\text{B}.6} = \frac{3}{2} \cdot \frac{M_{aBd}i_d}{M_{aBd}i_d} = \frac{3}{2} \Psi_6 \left(\frac{I_6}{I_{B.6}}\right). \tag{42-56}$$

Из третьего соотношения (42-55)

$$\boldsymbol{L}_{\mathrm{B}} = L_{\mathrm{B}} \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{B}.\,\mathrm{G}}}{\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{B}.\,\mathrm{G}}}.$$

С другой стороны, по общему определению

$$L_{\rm B}=\frac{L_{\rm B}}{L_{\rm B.6}},$$

где $L_{{}_{{}_{{}_{{}_{{}_{{}},{0}}}}}}-$ базисная индуктивность обмотки возбуждения.

Из последних выражений с учетом (42-56) получим:

$$L_{\rm B.6} = \frac{\Psi_{\rm B.6}}{I_{\rm B.6}} = \frac{3}{2} \Psi_6 \frac{I_6}{I_{\rm B.6}^2} = \frac{3}{2} L_6 \left(\frac{I_6}{I_{\rm B.6}} \right)^2, \tag{42-57}$$

Четвертое соотношение (42-55) позволяет с помощью (42-56) найти относительное значение взаимной индуктивности М_{в.эd} в виде:

$$M_{\text{B},9d} = \frac{M_{\text{B},9d}I_{9,6}}{\Psi_{\text{B},6}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{M_{\text{B},9d}I_{2,6}I_{\text{B},6}}{\Psi_{6}I_{6}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{M_{\text{B},9d}}{L_{6}} \left(\frac{I_{\text{B},6}}{I_{6}}\right) \left(\frac{I_{9,6}}{I_{6}}\right).$$
(42-58)

Деля (42-50) на базисное потокосцепление демпферной обмотки Ψ_{э.б}, получаем в относительных единицах:

$$\Psi_{ad} = M_{aad} i_d + M_{Bad} i_B + L_{ad} i_{ad}, \qquad (42-59)$$

причем, используя полученные выше соотношения, нетрудно найти, что

$$\Psi_{\mathfrak{d},\mathfrak{d}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{M_{a\mathfrak{d}\mathfrak{d}}i_d}{M_{a\mathfrak{d}\mathfrak{d}}i_d} = \frac{3}{2} L_6 I_6 \frac{I_6}{I_{\mathfrak{d},\mathfrak{d}}} = \frac{3}{2} \Psi_6 \left(\frac{I_6}{I_{\mathfrak{d},\mathfrak{d}}}\right), \quad (42-60)$$

$$L_{\mathfrak{d}\mathfrak{d}} = \frac{L_{\mathfrak{d}\mathfrak{d}}}{L_{\mathfrak{d},\mathfrak{d}}}, \quad L_{\mathfrak{d},\mathfrak{d}} = \frac{\Psi_{\mathfrak{d},\mathfrak{d}}}{I_{\mathfrak{d},\mathfrak{d}}}, \quad (42-61)$$

Деля (42-51) на $\Psi_6 = L_6 I_6$, а (42-52) на $\Psi_{\mathfrak{d},\mathfrak{d}}$, определяемое соотношением (42-60), получаем:

$$\Psi_q = L_q i_q + M_{a \ni q} i_{\ni q}, \qquad (42-62)$$

$$\Psi_{\mathfrak{g}\mathfrak{g}} = M_{\mathfrak{g}\mathfrak{g}\mathfrak{g}}\mathbf{i}_{\mathfrak{g}} + L_{\mathfrak{g}\mathfrak{g}}\mathbf{i}_{\mathfrak{g}\mathfrak{g}}, \qquad (42-63)$$

где относительные величины обозначают:

$$i_{\mathfrak{d}q} = \frac{i_{\mathfrak{d}q}}{I_{\mathfrak{d},\mathfrak{d}}}, \quad M_{\mathfrak{a}\mathfrak{d}q} = \frac{M_{\mathfrak{a}\mathfrak{d}q}}{L_{\mathfrak{d}}} \left(\frac{I_{\mathfrak{d},\mathfrak{d}}}{I_{\mathfrak{d}}} \right), \quad \Psi_q = \frac{\Psi_q}{\Psi_{\mathfrak{d}}}, \quad \Psi_{\mathfrak{d}q} = \frac{\Psi_{\mathfrak{d}q}}{\Psi_{\mathfrak{d},\mathfrak{d}}}.$$

Уравнения напряжения обмоток статора (42-24), (42-37), (42-38) будут содержать относительные величины, если разделить их на базисное напряжение статора $U_6 = \Psi_6 \omega_1 = L_6 I_6 \omega_1 = I_6 z_6$. В результате указанной

операции будем иметь:

$$-u_0 = L_0 \frac{di_0}{d\tau} + i_0 r, \qquad (42-64)$$

$$-\boldsymbol{u}_{d} = \frac{d\Psi_{d}}{d\tau} + \Psi_{q} \left(1 - s\right) + \boldsymbol{i}_{d} \boldsymbol{r}, \qquad (42-65)$$

$$-u_{q} = -\Psi_{d} \left(1-s\right) + \frac{d\Psi_{q}}{d\tau} + i_{q}r, \qquad (42-66)$$

где $\tau = \omega_1 t$ — время в электрических радианах; $s = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1 = (\omega_1 - \omega)/\omega_1$ — скольжение ротора относительно синхронной скорости (s > 0 при $\omega_1 > \omega$).

Для перевода уравнений напряжения обмоток ротора необходимо ввести базисные величины сопротивления и напряжения этих цепей Условимся считать базисными напряжениями обмотки возбуждения $(U_{\rm B.6})$ и демпферной обмотки $(U_{2.6})$ такие напряжения, которые индукти руются базисными потокосцеплениями при номинальной частоте, т. е.

$$U_{\rm B.6} = \Psi_{\rm B.6} \omega_{\rm 1}, \quad U_{\rm 9.6} = \Psi_{\rm 9.6} \omega_{\rm 1}.$$
 (42-67)

Базисные сопротивления обмотки возбуждения (*z*_{в.б}) и демиферной обмотки (*z*_{э.6}) определим, исходя из соотношений:

$$U_{\mathbf{B}.\mathbf{0}} = I_{\mathbf{B}.\mathbf{0}} z_{\mathbf{B}.\mathbf{0}}, \quad U_{\mathbf{9}.\mathbf{0}} = I_{\mathbf{9}.\mathbf{0}} z_{\mathbf{9}.\mathbf{0}}. \tag{42-68}$$

Тогда уравнения напряжения обмоток ротора (42-4) — (42-6) в относительных единицах имеют вид:

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{B}} = \frac{d\Psi_{\mathrm{B}}}{d\tau} + \boldsymbol{i}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{r}_{\mathrm{B}}, \qquad (42-69)$$

$$\frac{d\Psi_{ad}}{d\tau} + i_{ad}r_{ad} = 0, \qquad (42-70)$$

$$\frac{d\Psi_{2q}}{d\tau} + i_{2q}r_{2q} = 0, \qquad (42-71)$$

где $u_{\rm B} = u_{\rm B}/U_{\rm B.6}$, $r_{\rm B} = r_{\rm B}/z_{\rm B.6}$ и т. д.

Из приведенных выражений для базисных величин роторных цепей машины следует, что они однозначно определяются только после выбора $I_{\text{B}.6}/I_6$, $I_{\text{9}.6}/I_6$ (а по существу после выбора базисных токов $I_{\text{B}.6}$, $I_{\text{9}.6}$, так как базисный ток статора имеет общепринятое значение).

Одной из возможных систем базисных величин роторных цепей является так называемая «система x_{ad} ». В ней за базисные токи обмоток ротора принимаются такие токи, которые, протекая в соответствующих обмотках создают поле первой гармонической, индуктирующее в статоре напряжение, равное $I_{6}x_{ad}$. Можно показать, что в этом случае $x_{abd} = x_{ad} = x_{ad}$

Распространенной является также *система единиц Парка*, в которой в качестве базисных величин тока и напряжения роторных цепей выбираются значения, обусловливающие при холостом ходе генератора в статоре номинальное напряжение. Можно показать, что, например, базисные напряжения обмотки возбуждения в системе Парка ($U_{\text{в.б.п}}$) и в «системе x_{ad} » ($U_{\text{в.б.}}$) находятся в отношении

$$\frac{U_{\text{B},6,\Pi}}{U_{\text{B},6}} = \frac{r_{\text{B}}}{x_{aBd}},$$
(42-72)

причем параметры в (42-72) определены в «системе x_{ad}».

Обратимся далее к уравнению моментов (42-7). Для того чтобы оно содержало относительные значения переменных, необходимо его разделить на базисный момент $M_6 = S_6/\Omega_1$.

Выполняя эту операцию, получим:

$$M_1 = M_{_{\rm PM}} - H_j \frac{ds}{d\tau}, \qquad (42-73)$$

где $H_j = J\Omega_1^2 \omega_1^{'} / S_6$ — и нерционная постоянная машины, измеряемая в электрических радианах; относительное значение электромагнитного момента $M_{_{\rm PM}}$ дано выражением (42-45).

Итак, полная система дифференциальных уравнений синхронной машины, содержащая 0, d, q-составляющие переменных в относительных единицах, определяется уравнениями (42-53), (42-54), (42-59), (42-62) — (42-66), (42-69) — (42-71), (42-73).

Поскольку индуктивность L и соответствующее ей индуктивное сопротивление $x = \omega_1 L$ в относительных единицах равны ($L = L/L_5 = L\omega_1/z_5 = x/z_5 = x$), указанная система уравнений принимает вид:

$$-u_0 = x_0 \frac{di_0}{d\tau} + i_0 r, \qquad (42-74)$$

$$-u_d = \frac{d\Psi_d}{d\tau} + \Psi_q (1-s) + i_d r, \qquad (42-75)$$

$$-u_q = -\Psi_d \left(1-s\right) + \frac{d\Psi_q}{d\tau} + i_q r, \qquad (42-76)$$

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{B}} = \frac{d\Psi_{\mathrm{B}}}{d\tau} + \boldsymbol{i}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{r}_{\mathrm{B}},\tag{42-77}$$

$$\frac{d\Psi_{ad}}{d\tau} + \boldsymbol{i}_{ad}\boldsymbol{r}_{ad} = 0, \qquad (42-78)$$

$$\frac{d\Psi_{9q}}{d\tau} + i_{9q}r_{9q} = 0, \qquad (42-79)$$

$$\boldsymbol{M}_{1} = \boldsymbol{\Psi}_{d} \boldsymbol{i}_{q} - \boldsymbol{\Psi}_{q} \boldsymbol{i}_{d} - \boldsymbol{H}_{j} \frac{ds}{d\tau}, \qquad (42\text{-}80)$$

$$\Psi_d = x_d i_d + x_{aBd} i_B + x_{a\partial d} i_{\partial d}, \qquad (42-81)$$

$$\Psi_{\rm B} = x_{aBd} \, l_d + x_{\rm B} l_{\rm B} + x_{\rm B.\,9d} l_{\rm 3d}, \qquad (42-62)$$

$$\Psi_{ad} = x_{aad} \iota_d + x_{B,ad} \iota_B + x_{ad} \iota_{ad}, \qquad (42-05)$$

$$\mathbf{1}_{q} - \mathbf{1}_{q} \mathbf{i}_{q} + \mathbf{1}_{a \exists q} \mathbf{i}_{\exists q}, \tag{42-04}$$

$$\Psi_{\vartheta q} = x_{a\vartheta q} \iota_q + x_{\vartheta q} \iota_{\vartheta q}. \tag{42-85}$$



Рис. 42-5. Схема коллекторной машины, служащей моделью синхронной машины, процессы которой исследуются в осях d, q.

 \mathcal{H} — якорь машины; $\mathcal{A}_d, \mathcal{A}_q$ — демпферные контуры по продольной и поперечной осям. Для машины без демиферной обмотки из приведенной системы опускаются уравнения (42-78), (42-79), (42-83), (42-85), а в (42-81) (42-82), (42-84) следует положить $i_{3d} = i_{3g} = 0$

Введение в уравнения d, q-составляющих переменных, которые являются проекциями на оси d, q соответствующих изображающих векторов, обозначает, что измерение таких переменных должно производиться в осях d, q машины. Но для того чтобы измерит: напряжения и токи якоря синхронной ма шины в осях d, q, необходимо обмотку якоря соединить с коллектором, а на него поста вить две пары щеток: одну по оси d, дру гую — по оси q (рис. 42-5). Это рассуждени показывает, что уравнения синхронной ма шины, содержащие d, q-составляющие пере менных, являются одновременно уравне ниями коллекторной машины с двумя парами щеток на коллекторе. Такая коллекторна. машина может служить моделью синхронной машины, описываемой уравнениями с d, q-пере менными. Однако коммутация и щеточный кон такт в коллекторной машине должны несколь ко нарушать соответствие между машинами

§ 42-5. Общая характеристика уравнений машины

Система (42-74) — (42-85) содержит нелинейные уравнения (42-75) (42-76), (42-80). Поэтому в общем случае она может быть решена липи методами численного интегрирования или с помощью аналоговой матема тической машины. При исследовании процессов для заданного закона изменения скорости [функция $s = \varphi(t)$ известна; в частном случае s == const] решению подлежат только уравнения напряжения (42-74) — (42-79). После определения из них токов машины можно найти электро магнитный момент $M_{\rm ам}$.

В некоторых случаях можно пренебречь изменением скорости, но тре буется учет непостоянства угла θ.

Ряд процессов в синхронной машине может исследоваться при по стоянстве скорости вращения ротора (s = const). В этих условиях оказы вается удобной система уравнений машины, содержащая приращения переменных. Представим любую из переменных y в (42-74) — (42-85) в виде суммы начального ее значения y_0 и приращения переменной Δy в рассматриваемом переходном процессе:

$$y = y_0 + \Delta y. \tag{42-86}$$

Представляя в (42-74) — (42-85) все переменные в виде (42-86), исключая величины начального установившегося режима и опуская уравнение моментов, не требующееся при постоянстве s, находим:

$$-\Delta u_0 = x_0 \frac{d\Delta i_0}{d\tau} + \Delta i_0 r, \qquad (42-87)$$

$$-\Delta u_{d} = \frac{d\Delta\Psi_{d}}{d\tau} + \Delta\Psi_{q} (1-s) + \Delta i_{d} r, \qquad (42-88)$$

$$-\Delta u_q = -\Delta \Psi_d (1-s) + \frac{d\Delta \Psi_q}{d\tau} + \Delta i_q r, \qquad (42-89)$$

$$\Delta u_{\rm B} = \frac{d\Delta\Psi_{\rm B}}{d\tau} + \Delta i_{\rm B} r_{\rm B}, \qquad (42-90)$$

$$\frac{d\Delta\Psi_{\partial d}}{d\tau} + \Delta i_{\partial d} r_{\partial d} = 0, \qquad (42-91)$$

$$\frac{d\Delta\Psi_{\ni q}}{d\tau} + \Delta i_{\ni q} r_{\ni q} = 0, \qquad (42-92)$$

$$\Delta \Psi_d = x_d \,\Delta i_d + x_{aBd} \,\Delta i_B + x_{aBd} \,\Delta i_{Bd}, \qquad (42-93)$$

$$\Delta \Psi_{\rm B} = x_{aBd} \,\Delta i_d + x_{\rm B} \,\Delta i_{\rm B} + x_{\rm B.\, ad} \,\Delta i_{ad}, \qquad (42-94)$$

$$\Delta \Psi_{\mathfrak{I}_{d}} = \boldsymbol{x}_{a\mathfrak{I}_{d}} \,\Delta \boldsymbol{i}_{d} + \boldsymbol{x}_{\mathfrak{B},\mathfrak{I}_{d}} \,\Delta \boldsymbol{i}_{\mathfrak{B}} + \boldsymbol{x}_{\mathfrak{I}_{d}} \,\Delta \boldsymbol{i}_{\mathfrak{I}_{d}}, \qquad (42-95)$$

$$\Delta \Psi_q = x_q \,\Delta i_q + x_{a \ni q} \,\Delta i_{\ni q}, \tag{42-96}$$

$$\Delta \Psi_{\mathfrak{s}q} = x_{\mathfrak{s}\mathfrak{s}\mathfrak{q}} \,\Delta i_{\mathfrak{q}} + x_{\mathfrak{s}\mathfrak{p}} \,\Delta i_{\mathfrak{s}\mathfrak{q}}. \tag{42-97}$$

В первый момент переходного процесса ($\tau = 0$) заданными должны быть приращения напряжений Δu_0 , Δu_d , Δu_q , Δu_B , а остальные приращения переменных в (42-87) — (42-97) при $\tau = 0$ равны нулю.

Уравнения (42-74) — (42-85), (42-87) — (42-97) справедливы для любых базисных токов роторных цепей при условии, что другие базисные величины этих цепей удовлетворяют общим соотношениям (42-56), (42-60), (42-67), (42-68).

§ 42-6. Теорема о постоянстве потокосцепления

При исследовании переходных процессов значительную роль играет *теорема о постоянстве потокосцепления с короткозамкнутым контуром*, активное сопротивление которого равно нулю (сверхпроводящий контур). Пусть с таким контуром сцепляются трубки потока взаимной индукции, а также потока самоиндукции, обусловливая потокосцепления, соответственно равные $\Psi_{\rm M}$ и Ψ_L . Если индуктивность контура равна L, а мгновенное значение тока в нем i, то

$$\Psi_L = Li$$
.

Поскольку короткозамкнутый контур предполагается сверхпроводящим, уравнение напряжения для него имеет вид:

$$\frac{d\left(\Psi_L+\Psi_{\rm M}\right)}{dt}=0,$$

откуда

$$\Psi_L + \Psi_M = Li + \Psi_M = \text{const.}$$

Это соотношение и составляет сущность рассматриваемой теоремы.

Таким образом, любое изменение потокосцепления взаимной индукции со сверхпроводящим контуром $\Psi_{\rm M}$ вызывает протекание тока в контуре такой величины и такого направления, что поле этих токов компенсирует изменение $\Psi_{\rm M}$. Иными словами, ток в сверхпроводящем короткозамкнутом контуре определяется из условия сохранения потокосцепления с контуром неизменным.

Реальные контуры синхронной машины обладают, хотя и малыми, но конечными активными сопротивлениями r. Все же на некотором отрезке времени, значительно меньшем постоянной времени контура L/r, можно последний рассматривать как сверхпроводящий и использовать теорему о постоянстве потокосцепления.

§ 42-7. Некоторые эквивалентные сопротивления цепей синхронной машины

Обмотка якоря явнополюсной синхронной машины имеет в установившемся режиме индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям, равные x_d и x_q (§ 23-4). Если бы на роторе не было никаких замкнутых контуров, то обмотка якоря имела бы такие же сопротивления (индуктивности) и в условиях переходного процесса. Это очевидно с физической точки зрения и формально следует из (42-93), (42-96), в которых нужно положить $\Delta i_n = \Delta i_{2d} = \Delta i_{2d} = 0$:

$$rac{\Delta \Psi_d}{\Delta i_d} = x_d, \quad rac{\Delta \Psi_q}{\Delta i_q} = x_q.$$

Схемы замещения сопротивлений x_d , x_a представлены на рис. 42-6, a, b.

При наличии контуров на роторе изменение потокосцеплений с обмоткой якоря по осям d, q определяется уже не только токами якоря Δi_d , Δi_q , но и токами, возникающими при переходном процессе в контурах ротора $\Delta i_{\rm B}$, Δi_{3d} , Δi_{3q} . В этом случае можно говорить об эквивалентных индуктивных сопро-



Рис. 42-6. Схемы замещения индуктивных сопротивлений синхронной машины: *a*, *б* — синхронные сопротивления по осям *d* и *q*; *в* — переходное сопротивление по оси *d*.

тивлениях обмотки якоря по осям d, q, определяя их как отношение приращения полного потокосцепления с этой обмоткой ($\Delta \Psi_d$ для оси d и $\Delta \Psi_a$ для оси q) к приращению тока в ней (соответственно Δi_d и Δi_a).

Найдем эквивалентные сопротивления обмотки якоря, полагая контуры ротора сверхпроводящими и напряжение, приложенное к обмотке возбуждения, постоянным ($\Delta u_{\rm B} = 0$). При этом, как следует из (42-90) — (42-92): $\Delta \Psi_{\rm B} = \Delta \Psi_{\Im d} = \Delta \Psi_{\Im q} = 0$. Если по продольной оси машины демпферного контура нет, то для

Если по продольной оси машины демпферного контура нет, то для определения эквивалентного сопротивления якоря по этой оси имеем два уравнения:

$$\Delta \Psi_d = x_d \,\Delta i_d + x_{aBd} \,\Delta i_B, \tag{42-98}$$

$$0 = \boldsymbol{x}_{aBd} \,\Delta \boldsymbol{i}_d + \boldsymbol{x}_B \,\Delta \boldsymbol{i}_B. \tag{42-99}$$

Обозначив искомое сопротивление x'_{a} — его называют переходным сопротивлением, — из (42-98), (42-99) найдем:

$$x_{d}^{'} = \frac{\Delta \Psi_{d}}{\Delta i_{d}} = \frac{x_{\rm B} x_{d} - x_{aBd}^{2}}{x_{\rm B}} = x_{d} - \frac{x_{aBd}^{2}}{x_{\rm B}}.$$
 (42-100)

В «системе x_{ad} » относительных единиц (§ 42-4): $x_{aBd} = x_{ad}$. Обозначая сопротивления рассеяния обмоток якоря и возбуждения $x_s = x_d - x_{aBd} = x_d - x_{ad}$, $x_{sB} = x_B - x_{aBd} = x_B - x_{ad}$, нетрудно вместо (42-100) получить:

$$x'_{d} = x_{d} - x_{ad} + \frac{(x_{\mathrm{B}} - x_{ad})x_{ad}}{(x_{\mathrm{B}} - x_{ad}) + x_{ad}} = x_{s} + \frac{x_{\mathrm{sB}}x_{ad}}{x_{\mathrm{sB}} + x_{ad}}.$$

Этому выражению соответствует схема замещения, представленная на рис. 42-6, в. Переходное сопротивление x'_d аналогично сопротивлению короткого замыкания двухобмоточного трансформатора, каковым и является синхронная машина по продольной оси при отсутствии демпферной обмотки.

При наличии демиферной обмотки эквивалентное сопротивление якоря по продольной оси имеет уже другое значение. Его обозначают x_d^* и



Рис. 42-7. Схемы замещения сверхпереходных сопротивлений синхронной машины: *a*, 6 — точная и приближенная схемы для сопротивления по оси *d*; *e* — схема для сопротивления по оси *q*.

называют с в е р х п е р е х о д н ы м с о п р о т и в л е н и е м с и н хр о н н о й м а ш и н ы п о п р о д о л ь н о й о с и (о нем уже упоминалось в § 32-4). Сопротивление $x''_a = \Delta \Psi_d / \Delta i_d$ определяется из (42-93) — (42-95), в которых нужно положить $\Delta \Psi_{\rm B} = \Delta \Psi_{\ni d} = 0$.В соответствии с этими уравнениями и с учетом того, что если используется «система x_{ad} » относительных единиц, то $x_{a\ni d} = x_{aBd} = x_{ad}$, на рис. 42-7, а построена схема замещения сопротивления x''_a . Поскольку сопротивление $x_{{\rm B} \cdot {\rm d}} - x_{ad}$ весьма мало, сопротивление x''_a можно определять по схеме рис. 42-7, б, на которой положено $x_{{\rm B} \cdot {\rm d}} = x_{ad}$ и сопротивление $x_{s \ni d} = x_{ad} - x_{ad}$ обозначает сопротивление рассеяния демпферной обмотки. Можно видеть, что сверхпереходное сопротивление по продольной оси x''_a аналогично сопротивлению короткого замыкания трехобмоточного трансформатора (обе вторичные обмотки замкнуты), каким является синхронная машина по этой оси при наличии демпферной обмотки.

В машине с демпферной обмоткой эквивалентное сопротивление якоря по оси q называется с в е р х п е р е х о д н ы м с о п р о т и в л е н и е м п о п о п е р е ч н о й о с и и обозначается $x_q^{"}$. Его величина $x_q^{"} = \Delta \Psi_q / \Delta i_q$ может быть найдена из (42-96), (42-97) при $\Delta \Psi_{əq} = 0$. В результате получаем:

$$x_q'' = \frac{x_{aq}x_q - x_{aq}^2}{x_{aq}} = x_q - \frac{x_{aq}^2}{x_{aq}}.$$
 (42-101)

Поскольку $x_q = x_s + x_{aq}$, $x_{3q} = x_{s3q} + x_{a3q} = x_{s3q} + x_{aq}$, где x_{s3q} – сопротивление рассеяния поперечного демпферного контура, схема замещения для x_q^r , построенная по (42-101), имеет вид, представленный на рис. 42-7, *в*.

Аналогично можно определить эквивалентное сопротивление любого контура ротора, считая другие контуры короткозамкнутыми и сверхпроводящими.

Так, эквивалентное сопротивление обмотки возбуждения $x_{\rm B} = \Delta \Psi_{\rm B} / \Delta i_{\rm B}$ при отсутствии продольного демпферного контура и короткозамкнутой обмотке якоря найдем из уравнений:

$$0 = x_d \Delta i_d + x_{aBd} \Delta i_B,$$

$$\Delta \Psi_B = x_{aBd} \Delta i_d + x_B \Delta i_B$$

в виде:

$$x_{\rm B}' = \frac{x_d x_{\rm B} - x_{a{\rm B}d}^2}{x_d} = x_{\rm B} - \frac{x_{a{\rm B}d}^2}{x_d}.$$
 (42-102)

Схему замещения для сопротивления $x_{\rm s}$ можно получить из схемы для $x_{\rm d}'$ (рис. 42-6, s): достаточно замкнуть ветвь с сопротивлением $x_{\rm s}$ и разомкнуть ветвь с сопротивлением $x_{\rm sr}$.

Эквивалентное сопротивление продольного демпферного контура $x_{3d}^{"}$ при наличии короткозамкнутых обмоток якоря и возбуждения можно рассчитать в виде $\Delta \Psi_{3d} / \Delta i_{3d}$ из уравнений (42-93)—(42-95), в которых нужно положить $\Delta \Psi_{d} = \Delta \Psi_{B} = 0$. Отсюда для него следует схема замещения, легко получаемая из схемы рис. 42-7 б, на которой следует разомкнуть цепь с сопротивлением x_{s3d} и замкнуть цепь с сопротивлением x_{s} .

Наконец, эквивалентное сопротивление поперечного демпферного контура $x_{3q}^{*} = \Delta \Psi_{3q} / \Delta i_{3q}$ при наличии короткозамкнутой обмотки якоря получается указанным выше методом в виде:

$$x_{\bar{a}q}^{"} = \frac{x_{\bar{a}q}x_q - x_{\bar{a}\bar{a}q}^2}{x_q}.$$
(42-103)

Отметим, что эквивалентные сопротивления цепей синхронной машины связаны между собой. Так, на основании (42-100) — (42-103)

$$\frac{x'_{\rm B}}{x_{\rm B}} = \frac{x'_{\rm d}}{x_{\rm d}}, \quad \frac{x''_{\rm 9q}}{x_{\rm 9q}} = \frac{x''_{\rm q}}{x_{\rm q}}.$$
 (42-104)

ВНЕЗАПНОЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

§ 43-1. Общие замечания

Наиболее распространенной аварией в энергосистемах является внезапное короткое замыкание на линиях электропередачи или даже на пинах станций, сопровождающееся весьма большими токами короткого замыкания. Протекание этого явления во многом определяется характером процесса в синхронных генераторах, работающих в энергосистемах. Однако существенное влияние на процесс в некоторых случаях может оказать и сама электрическая система. Так, распределенные емкости линии передачи, емкости, последовательно включенные в линии, осуществляющие компенсацию ее индуктивности (продольная компенсация), вносят специфику в характер изменения токов при коротком замыкании.

Длительность процесса короткого замыкания синхронного генератора практически ограничена временем, равным 0,1-0,3 сек, так как при большей продолжительности процесса генератор в большинстве случаев не сможет работать синхронно с системой после отключения короткого замыкания. Несмотря на кратковременность процесса, определение токов короткого замыкания в цепях машины имеет важное значение. Величина тока в цепях статора генератора определяет силу, действующую на лобовые части обмотки статора, и поэтому служит основой для расчета их крепления. Знание величины этого тока необходимо для обеспечения надежной работы выключателей, отключающих короткое замыкание, а также трансформаторов тока, питающих цепи измерения и защиты. Наконец, величина и характер изменения тока в цепях статора (в линии передачи) при коротком замыкании определяют условия работы реле защиты. Вычисление токов в цепи возбуждения синхронного генератора для рассматриваемых условий позволяет оценить надежность работы возбудительной системы.

В процессе короткого замыкания токи достигают максимальных значений весьма быстро, практически через один полупериод переменного тока (0,01 сек). Эти максимальные значения представляют собой так называемые у д а р н ы е т о к и короткого замыкания. Следует отметить, что на современных синхронных генераторах применяется автоматическое регулирование возбуждения, предусматривающее резкое увеличение напряжения возбудителя при коротком замыкании (форсирование возбуждения). При значительной кратности напряжения возбудителя в режиме форсирования по сравнению с его номинальным значением и большой скорости нарастания этого напряжения во времени токи короткого замыкания перед отключением его могут превзойти ударные токи в самом начале процесса. Однако чаще всего в кратковременном процессе короткого замыкания влияние регулирования возбуждения на величину токов машины невелико.

Ниже будут рассмотрены вопросы определения токов машины в случае вне-



Рис. 43-1. Цепь статора синхронной машины при коротких замыканиях.

запных коротких замыканий при некоторых упрощающих предположениях, которые, однако, позволяют сохранить основу процесса:

1) не учитывается сопротивление дуги в месте короткого замыкания;

2) принимается, что в процессе короткого замыкания скорость генератора не изменяется и остается равной синхронной (s = 0); это предположение достаточно хорошо отражает условия определения токов, так как обычно $s \ll 1,0$;

3) предполагается, что внешняя цепь до точки короткого замыкания может быть замещена последовательно соединенными активным сопротивлением $r_{\rm BH}$ и индуктивностью $L_{\rm BH}$ (рис. 43-1). Это условие позволяет ограничиться рассмотрением короткого замыкания непосредственно на зажимах машины, параметры обмотки статора которой увеличены на $r_{\rm BH}$ и $L_{\rm BH}$;

4) считается, что возбуждение синхронного генератора в процессе короткого замыкания не регулируется.

Таким образом, рассматривается, в известной мере, идеализированное короткое замыкание. Однако такое рассмотрение позволяет выяснить основные характерные черты процесса и является цервой ступенью к изучению более сложных случаев.

§ 43-2. Общие физические представления о трехфазном коротком замыкании

Короткое замыкание цепей статора синхронной машины обусловливает скачкообразное изменение параметров и приводит поэтому к резкому изменению токов машины.

Характер и величину токов в начале процесса короткого замыкания можно легко определить, полагая активные сопротивления цепей машины равными нулю, т. е. рассматривая контуры машины сверхпроводящими. В этом случае при изменении нараметров цепей машины в них должны протекать такие токи, которые дают постоянство потокосцеплений со всеми контурами машины.

Поэтому прежде всего в токах контуров появляются постоянные составляющие, так как именно они и могут создать неизменное потокосцепление. Вместе с тем наличие взаимного перемещения контуров статора и ротора приводит к тому, что в контурах появляются дополнительные гармонические токи основной частоты, так как короткозамкнутые контуры статора перемещаются в постоянном поле ротора и наоборот.

Наконец, магнитная или электрическая асимметрия ротора должна вызвать дополнительное колебание тока в контурах статора, относительно которых перемещается несимметричный ротор, причем колебание будет в постоянной составляющей тока, создающей неподвижное поле в пространстве. (При трехфазном коротком замыкании указанная несимметрия может быть только на роторе: явнополюсный ротор, продольный и поперечный демпферные контуры с различными параметрами, наличие обмотки возбуждения только по продольной оси.) Эти колебания происходят с удвоенной частотой, так как магнитная проводимость для неподвижного потока статора изменяется периодически с двойной частотой, а при любом положении ротора относительно обмоток статора потокосцепление с последними должно оставаться неизменным.

На рис. 43-2 изображен явнополюсный ротор машины без демпферной обмотки в двух положениях относительно неподвижного постоянного маг-



Рис. 43-2. Изменение составляющей тока в статоре, обеспечивающей постоянство потокосцепления Ψ с фазной обмоткой: a — исходное положение ротора $\gamma = 0$; $i_1 = = \Psi/L_1 \sim \Psi/\Lambda_1$; 6 — ротор повернут на $\pi/2$ ($\gamma = \pi/2$): $i_2 = \Psi/L_2 \sim \Psi/\Lambda_2$; в обмотке возбуждения показан ток, обусловленный вращением ротора в магнитном поле Φ ; e — зависимости магнитной проводимости Λ от угла γ и фазного тока $i = f(\tau)$, обеспечивающею $\Psi = \text{const.}$

нитного поля Ф. Вследствие наличия замкнутой через возбудитель обмотки возбуждения магнитная проводимость Λ для поля Ф будет наименьшей (Λ_1) для положения ротора при $\gamma = 0$ и наибольшей (Λ_2) при повороте ротора на угол $\pi/2$ ($\gamma = \pi/2$). При $\gamma = 0$ поток Ф не может проникнуть внутрь контура обмотки возбуждения, в силу постоянства потокосцепления с этим контуром, и вынужден проходить в среде с большим магнитным сопротивлением.

Между отмеченными крайними значениями проводимость Λ изменяется по гармоническому закону (рис. 43-2, в). В соответствии с этим составляющая тока в статоре, обеспечивающая постоянство потокосцепления с фазной обмоткой, оказывается наибольшей для исходного положения ротора (i_1) и наименьшей (i_2) при повороте ротора на угол $\pi/2$. Таким образом, постоянство потокосцепления с обмоткой статора при различной по осям d и q проводимости Λ обеспечивается совокупностью постоянной составляющей и второй гармонической тока (рис. 43-2, в).

Итак, при внезапном трехфазном коротком замыкании в контурах машины, помимо существовавших там токов, возникают следующие дополнительные составляющие:

1) обмотка статора: постоянная составляющая; гармоническая составляющая удвоенной частоты; гармоническая составляющая основной частоты;

2) обмотки ротора: постоянная составляющая; гармоническая составляющая основной частоты.

Поскольку гармонические токи основной частоты в статоре создают вращающееся магнитное поле, неподвижное относительно ротора, а в роторе постоянное поле создается постоянной составляющей тока, то амплитуды этих токов статора и ротора взаимосвязаны.

Поэтому можно говорить о трансформаторной связи между постоянной составляющей тока в роторе и гармонической составляющей тока основной частоты в статоре. Вторая трансформаторная связь имеет место между гармонической составляющей тока в роторе, с одной стороны, и постоянной и гармонической удвоенной частоты составляющими токов в статоре, с другой.

Нетрудно видеть, что эти составляющие токов также взаимосвязаны, так как они создают поля на статоре и роторе, неподвижные относительно друг друга.

Амплитуды дополнительных составляющих тока, возникших в результате внезапного короткого замыкания, не остаются неизменными. Под влиянием конечных по величине активных сопротивлений контуров происходит затухание токов. С этой точки зрения более правильно говорить не о постоянных составляющих тока в цепях машины, а об а п ериодических составляющих или токах постоянного направления. Апериодические составляющие токов затухают по экспоненциальному закону.

Вместе с апериодической составляющей (т. е. с такой же скоростью) затухают составляющие токов, в других контурах, трансформаторно связанные с рассматриваемым затухающим апериодическим током.

Апериодические токи в статоре и в демпферных контурах затухают до нуля, так как в этих цепях нет источников напряжений постоянного знака, которые поддерживали бы эти токи. Следовательно, вторая гармоническая тока в статоре и основная гармоническая тока в цепях ротора также затухают до нуля. Апериодическая составляющая тока в обмотке возбуждения затухает до значения, которое определяется напряжением возбудителя; в случае отсутствия регулирования возбуждения в процессе короткого замыкания апериодический ток затухает до первоначального значения постоянного тока. Поэтому в статоре основная гармоническая тока затухает до некоторого установившегося значения.

Отметим, что более строгое рассмотрение процесса короткого замыкания указывает на некоторое отличие его от изложенного выше. Однако при практически встречающихся активных сопротивлениях контуров машины это отличие несущественно.

§ 43-3. Токи при трехфазном коротком замыкании

Будем считать, что короткое замыкание происходит на зажимах машины, несущей некоторую нагрузку, которая характеризуется начальными значениями токов: i_{d0} , i_{g0} , $i_{в0}$. Поскольку в установившемся режиме токов в демпферных контурах нет, начальные значения этих токов равны нулю: $i_{3d0} = i_{3q0} = 0$. Ток любого контура машины равен сумме начального значения и той величины, которая явится решением уравнений в § 42-5. В соответствии с предположениями, отмеченными в § 43-1, в уравнениях (42-88), (42-89) нужно положить s = 0, а в (42-90) — $\Delta u_{\rm B} = 0$. Кроме того, полагаем, что обмотка якоря синхронного генератора соединена звездой и, следовательно, нулевая составляющая тока статора $i_0 = 1/3$ ($i_a + i_b + i_c$) = 0; поэтому уравнение (42-87) должно быть опущено.

При трехфазном коротком замыкании напряжение на зажимах обмотки якоря равно нулю. Тогда, используя (42-39), (42-40), найдем:

$$\Delta \boldsymbol{u}_d = \boldsymbol{u}_d - \boldsymbol{u}_{d0} = -\boldsymbol{u}_{d0} = U\sin\theta_0, \qquad (43-1)$$

$$\Delta u_{q} = u_{q} - u_{q0} = -u_{q0} = -U\cos\theta_{0}, \qquad (43-2)$$

где u_{d0} , u_{q0} , θ_0 — начальные значения продольной и поперечной составляющих напряжения якоря и угла нагрузки.

Таким образом, уравнения напряжения, подлежащие решению:

$$\boldsymbol{u}_{d0} = \frac{d\Delta \Psi_d}{d\tau} + \Delta \Psi_q + \Delta i_d \boldsymbol{r}, \qquad (43-3)$$

$$\boldsymbol{u}_{q0} = -\Delta \boldsymbol{\Psi}_{d} + \frac{d\Delta \boldsymbol{\Psi}_{q}}{d\tau} + \Delta \boldsymbol{i}_{q} \boldsymbol{r}, \qquad (43-4)$$

$$\frac{d\Delta\Psi_{\rm B}}{d\tau} + \Delta i_{\rm B} r_{\rm B} = 0, \qquad (43-5)$$

$$\frac{d\Delta\Psi_{\vartheta d}}{d\tau} + \Delta i_{\vartheta d} r_{\vartheta d} = 0, \qquad (43-6)$$

$$\frac{d\Delta\Psi_{\partial q}}{d\tau} + \Delta i_{\partial q} r_{\partial q} = 0.$$
(43-7)

Потокосцепления $\Delta \Psi$ связаны с токами Δi соотношениями (42-93) — (42-97).

Система (43-3) — (43-7) линейна и формальное ее решение, как известно, для любой переменной имеет общий вид:

$$\Delta \boldsymbol{i}_{x} = \boldsymbol{C}_{0x} + \sum_{k=1}^{5} \boldsymbol{C}_{kx} \boldsymbol{\varepsilon}^{\boldsymbol{p}_{k} \boldsymbol{\tau}}, \qquad (43-8)$$

где p_к — корень характеристического уравнения системы.

Поскольку формальное решение достаточно громоздко, дадим приближенное решение задачи, справедливое при малых значениях активного сопротивления цепей машины, что обычно и имеет место на практике. Оно состоит в том, что сперва определяются токи, которые возникают в самые первые моменты времени процесса короткого замыкания. Их можно найти, полагая все активные сопротивления равными нулю. Затем определяются токи с учетом их затухания, которое обусловлено активными сопротивлениями цепей.

При этом затухание апериодических составляющих токов в роторе зависит главным образом от активных сопротивлений контуров ротора (сопротивление обмотки статора можно положить равным нулю), а для определения затухания апериодической составляющей тока в статоре достаточно учитывать лишь активное сопротивление этой цепи (сопротивления обмоток ротора можно считать равными нулю).

а) ТОКИ В НАЧАЛЬНЫЕ МОМЕНТЫ ВРЕМЕНИ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Условимся отмечать эти токи двумя штрихами над символом. Поскольку при их определении активные сопротивления цепей полагаются равными нулю, приращения потокосцеплений $\Delta \Psi_d$ и $\Delta \Psi_q$ связаны с токами весьма простой зависимостью (§ 42-7):

$$\Delta \Psi_d = \boldsymbol{x}_d^{\boldsymbol{x}} \Delta \boldsymbol{i}_d^{\boldsymbol{x}}, \quad \Delta \Psi_q^{\boldsymbol{y}} = \boldsymbol{x}_q^{\boldsymbol{x}} \Delta \boldsymbol{i}_q^{\boldsymbol{x}}. \tag{43-9}$$

Подставляя (43-9) в уравнения (43-3), (43-4), в которых нужно положить r = 0, получаем:

$$x_{d}^{"}\frac{d\Delta i_{d}^{"}}{d\tau} + x_{q}^{"}\Delta i_{q}^{"} = u_{d_{0}}, \qquad (43-10)$$

$$x_{q}^{"} \frac{d\Delta i_{q}^{"}}{d\tau} - x_{d}^{"} \Delta i_{d}^{"} = u_{q_{0}}.$$
(43-11)

Дифференцируя (43-10) и вычитая из результата (43-11), находим:

$$\frac{d^2 \Delta i''_d}{d\tau^2} + \Delta i''_d = -\frac{u_{q_0}}{x''_d}.$$
(43-12)

Характеристическое уравнение для (43-12)

$$p^2 + 1 = 0$$

и его корни равны $p_1, 2 = \pm j$.

Решение уравнения (43-12) имеет вид:

$$\Delta i_{d}^{r} = C_{0} + C_{1} \varepsilon^{j\tau} + C_{2} \varepsilon^{-j\tau} = C_{0} + (C_{1} + C_{2}) \cos \tau + j (C_{1} - C_{2}) \sin \tau,$$

где постоянные $C_1 + C_2$ и $j (C_1 - C_2)$ определяются начальными условиями, а C_0 имеет вид правой части (43-12).

Если учесть, что при $\tau = 0$ имеем $\Delta i''_a = 0$, а из (43-10) $d\Delta i''_a/d\tau = u_{d0}/x''_a$, так как $\Delta i''_a = 0$, то с помощью (43-1), (43-2) окончательно получим:

$$\Delta i_{d}^{"} = \frac{u_{d_{0}}}{x_{d}^{"}} \sin \tau - \frac{u_{q_{0}}}{x_{d}^{"}} \left(1 - \cos \tau\right) = -\frac{u_{q_{0}}}{x_{d}^{"}} + \frac{U}{x_{d}^{"}} \cos \left(\tau + \theta_{0}\right). \quad (43-13)$$

Беря производную от (43-13) и подставляя ее в (43-10), найдем:

$$\Delta i_{q}'' = \frac{u_{q_{0}}}{x_{q}''} \sin \tau + \frac{u_{d_{0}}}{x_{q}''} \left(1 - \cos \tau\right) = \frac{u_{d_{0}}}{x_{q}''} + \frac{U}{x_{q}''} \sin \left(\tau + \theta_{0}\right). \tag{43-14}$$

Токи в роторных контурах нетрудно определить из (42-94), (42-95), (42-97), поскольку в рассматриваемых условиях $\Delta \Psi_{\rm B} = \Delta \Psi_{\rm Pd} = \Delta \Psi_{\rm Pd} = 0$, а Δi_d^r и Δi_q^r известны. Из указанных выражений получим:

$$\Delta i_{\rm B}'' = -A_{\rm B} \Delta i_d'', \tag{43-15}$$

$$\Delta \mathbf{i}_{\partial d}^{"} = -A_{\partial d} \,\Delta \mathbf{i}_{d}^{"},\tag{43-16}$$

$$\Delta \boldsymbol{i}_{a\sigma}^{"} = - A_{a\sigma} \Delta \boldsymbol{i}_{\sigma}^{"}, \qquad (43-17)$$

где
$$A_{\rm B} = \frac{x_{\rm 3d}x_{a{\rm B}d} - x_{a{\rm 3d}}x_{{\rm B}, {\rm 3d}}}{x_{\rm B}x_{\rm 3d} - x_{\rm B}^2, {\rm 3d}}, \quad A_{\rm 3d} = \frac{x_{\rm B}x_{a{\rm 3d}} - x_{\rm a{\rm B}d}x_{{\rm B}, {\rm 3d}}}{x_{\rm B}x_{\rm 3d} - x_{\rm B}^2, {\rm 3d}},$$
$$A_{\rm 3q} = \frac{x_{a{\rm 3q}}}{x_{\rm 2q}}.$$

Имея в виду начальные значения токов, будем иметь для первых моментов времени короткого замыкания:

$$i_{d}'' = i_{d_{0}} + \Delta i_{d}'' = \left(i_{d_{0}} - \frac{u_{q_{0}}}{x_{d}''}\right) + \frac{U}{x_{d}''}\cos{(\tau + \theta_{0})}, \qquad (43-18)$$

$$i''_{q} = i_{q_{0}} + \Delta i''_{q} = \left(i_{q_{0}} + \frac{u_{d_{0}}}{x''_{q}}\right) + \frac{U}{x''_{q}}\sin\left(\tau + \theta_{0}\right), \tag{43-19}$$

$$i''_{\rm B} = i_{\rm B0} + \Delta i''_{\rm B} = \left(i_{\rm B0} + A_{\rm B} \frac{u_{q0}}{x''_{a}}\right) - \frac{A_{\rm B}U}{x''_{a}} \cos{(\tau + \theta_{0})}, \qquad (43-20)$$

$$i_{ad}^{"} = i_{ad0} + \Delta i_{ad}^{"} = \Delta i_{ad}^{"} = \frac{A_{ad}}{x_{d}^{"}} [u_{q0} - U\cos{(\tau + \theta_0)}], \qquad (43-21)$$

$$i_{\exists q}'' = i_{\exists q_0} + \Delta i_{\exists q}'' = \Delta i_{\exists q}'' = \frac{A_{\exists q}}{x_q''} [-u_{d_0} - U\sin(\tau + \theta_0)].$$
(43-22)

Токи в фазных обмотках статора вычисляются по соотношениям (42-16) ---(42-18). Например, для фазной обмотки *а*

 $i_a'' = i_d'' \cos \gamma + i_q'' \sin \gamma.$

Угол у при постоянной скорости вращения ротора равен у = $\tau + \gamma_0$, где γ_0 — значение угла у в момент короткого замыкания. Используя выражения токов i''_d и i''_q из (43-18), (43-19), получим:

$$i_{a}^{"} = \left(i_{d_{0}} - \frac{u_{q_{0}}}{x_{d}^{"}}\right) \cos\left(\tau + \gamma_{0}\right) + \left(i_{q_{0}} + \frac{u_{d_{0}}}{x_{q}^{"}}\right) \sin\left(\tau + \gamma_{0}\right) + \frac{U}{2} \left[\left(\frac{1}{x_{d}^{"}} + \frac{1}{x_{q}^{"}}\right) \cos\left(\gamma_{0} - \theta_{0}\right) + \left(\frac{1}{x_{d}^{"}} - \frac{1}{x_{q}^{"}}\right) \cos\left(2\tau + \gamma_{0} + \theta_{0}\right)\right]. \quad (43-23)$$

Токи в фазах *b* и *c* можно получить из (43-23) заменой угла γ_0 на $\gamma_0 = \frac{2\pi}{3}$. и $\gamma_0 = -\frac{4\pi}{3}$.

Из (43-23) видно, что фазный ток содержит гармонические составляющие основной и удвоенной частоты и постоянную (апериодическую) составляющую. Роторные токи (43-20) — (43-22) имеют постоянную составляющую и гармоническую составляющую основной частоты.

Если машина не имеет демпферной обмотки, то при равенстве нулю сопротивлений $r_{\rm B}$ и r продольный и поперечный токи якоря и ток в обмотке возбуждения получаются отличными от значений, определяемых (43-18) — (43-20). Будем обозначать эти токи одним штрихом над символом. Поскольку $r_{\rm B} = 0$, приращения потокосцеплений $\Delta \Psi_d$, $\Delta \Psi_q$ связаны с токами такой зависимостью (§ 42-7):

$$\Delta \Psi_d = x_d \Delta i_d', \quad \Delta \Psi_q = x_q \Delta i_q'.$$

Сравнивая эти выражения с (43-9), нетрудно видеть, что токи i'_a , i'_a могут быть получены из (43-18), (43-19) заменой в последних x''_a на x'_a и x''_q на x_q . Таким образом, для машины без демпферной обмотки будем иметь:

$$\dot{i}_{d} = \left(\dot{i}_{d0} - \frac{u_{q0}}{x_{d}'}\right) + \frac{U}{x_{d}'}\cos{(\tau + \theta_{0})}, \qquad (43-24)$$

$$\dot{i_q} = \left(i_{q_0} + \frac{u_{d_0}}{x_q}\right) + \frac{U}{x_q}\sin\left(\tau + \theta_0\right), \qquad (43-25)$$

$$\dot{\boldsymbol{i}}_{\rm B} = \left(\dot{\boldsymbol{i}}_{\rm B0} + A_{\rm B}' \frac{\boldsymbol{u}_{q0}}{\boldsymbol{x}_{d}'} \right) - \frac{A_{\rm B}'}{\boldsymbol{x}_{d}'} U \cos{(\tau + \theta_0)}, \qquad (43-26)$$

где $A'_{\rm B} = x_{a{\rm B}d}/x_{\rm B}$.

Токи i_{d0} , i_{q0} в исходном установившемся режиме (s = 0) достаточно определить при r = 0. Из уравнений (42-75), (42-76) имеем соотношения: — $u_{d0} = \Psi_{q0}$, $u_{q0} = \Psi_{d0}$, а их (42-81), (42-84) следует:

$$\Psi_{d0} = x_d \dot{i}_{d0} + x_{aBd} \dot{i}_{B0} = x_d \dot{i}_{d0} + E_0, \quad \Psi_{q0} = x_q \dot{i}_{q0},$$

где $E_0 = x_{aBd} i_{BC}$ — э. д. с., индуктируемая в фазной обмотке потоком возбуждения в установившемся режиме. Из приведенных соотношений находим:

$$i_{d0} = \frac{u_{q0} - E_0}{x_d}, \quad i_{q0} = -\frac{u_{d0}}{x_q}$$

6) ТОКИ В РЕЖИМЕ УСТАНОВИВШЕГОСЯ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

После затухания отдельных составляющих тока наступает режим установившегося короткого замыкания. Он уже рассматривался ранее в § 28-2. Обозначая токи в этом режиме подстрочным индексом «у», будем иметь:

$$i_{dy} = -\frac{E_0}{x_d}, \quad i_{qy} \approx 0, \quad i_{B.y} = i_{B0}, \quad i_{\partial dy} = 0, \quad i_{\partial qy} = 0, \quad (43-27)$$

причем i_{dy} , i_{qy} могут быть получены из выражений для i_{d0} , i_{q0} , если в последних положить $u_{d0} = u_{q0} = 0$, что соответствует режиму установившегося короткого замыкания.

Таким образом, фазный ток в режиме установившегося короткого замыкания равен

$$i_{ay} = i_{dy} \cos \gamma + i_{qy} \sin \gamma = -\frac{E_0}{x_d} \cos (\tau + \gamma_0). \tag{43-28}$$

в) ЗАТУХАНИЕ ТОКОВ В ПРОЦЕССЕ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Выше отмечалось, что затухание апериодической составляющей тока в статоре может рассматриваться при пренебрежении активными сопротивлениями роторных цепей. С учетом активного сопротивления статора будем иметь вместо (43-10), (43-11) уравнения:

$$x_a^{"} \frac{d\Delta i_d}{d\tau} + x_q^{"} \Delta i_q + \Delta i_d r = u_{d_0}, \qquad (43-29)$$

$$x_q'' \frac{d\Delta i_q}{d\tau} - x_d'' \Delta i_d + \Delta i_q r = u_{q_0}.$$
 (43-30)

Эти уравнения должны дать реальное значение периодических составляющих в токах Δi_d , Δi_q , поскольку они определяют апериодический ток в статоре [см., например, (43-23)], но апериодические составляющие в Δi_d , Δi_q должны получаться незатухающими, поскольку активные сопротивления роторных цепей приняты равными нулю.

Характеристическое уравнение, соответствующее системе (43-29), (43-30), имеет вид:

$$p^2 + pr rac{x_d'' + x_q''}{x_d'' x_q''} + 1 + rac{r^2}{x_d'' x_q''} = 0.$$

Для обычных значений параметров $r^2/x_d^{"}x_q^{"}\ll 1,0$, и тогда корни характеристического уравнения равны

$$p_{1,2} \approx -\alpha \pm j$$
,

где $\alpha = r/x_2$, а $x_2 = 2x_d^{''}x_q^{''}/(x_d^{''} + x_q^{''})$ представляет собой сопротивление обратной последовательности (§ 32-4).

C учетом активного сопротивления статора решение, например, для Δi_d будет иметь вид:

$$\Delta i_d = C_0 + (C_1 \varepsilon^{j\tau} + C_2 \varepsilon^{-j\tau}) \varepsilon^{-\alpha\tau} = C_0 + [(C_1 + C_2)\cos\tau + j(C_1 - C_2)\sin\tau] \varepsilon^{-\alpha\tau}.$$

Таким образом, теперь вместо (43-13), (43-14) получим:

$$\Delta i_{d} = -\frac{u_{q_{0}}}{x_{d}''} + \frac{U}{x_{d}''} \cos(\tau + \theta_{0}) e^{-\frac{\tau}{T_{a}}}, \qquad (43-31)$$

$$\Delta i_{q} = \frac{u_{d0}}{x_{q}''} + \frac{U}{x_{q}''} \sin(\tau + \theta_{0}) e^{-\frac{\tau}{T_{a}}}, \qquad (43-32)$$

где $T_a = 1/\alpha = x_2/r$ — постоянная времени затухания апериодического тока в статоре.

Итак, периодические составляющие в токах i_d , i_q будут затухать до нуля с постоянной времени T_a . С этой же постоянной затухают и периодические составляющие в токах роторных цепей.

При определении затухания апериодических токов в роторных цепях необходимо учесть активное сопротивление этих цепей, однако можно пренебречь активным сопротивлением обмотки статора. Рассмотрим прежде всего поперечный демпферный контур. Протекающий в нем апериодический ток создает магнитное поле, вращающееся относительно короткозамкнутого статора с синхронной скоростью. Индуктивность демпферного контура с учетом короткозамкнутого статора при r = 0 была определена в § 42-7; в относительных единицах она равна x_{aq}^* . Изменение апериодической составляющей тока демпферного контура Δi_{aq} подчиняется уравнению (43-7):

$$\boldsymbol{x}_{\boldsymbol{\vartheta}\boldsymbol{q}}^{"}\frac{d\Delta \boldsymbol{i}_{\boldsymbol{\vartheta}\boldsymbol{q}\boldsymbol{a}}}{d\tau} + \Delta \boldsymbol{i}_{\boldsymbol{\vartheta}\boldsymbol{q}\boldsymbol{a}}\boldsymbol{r}_{\boldsymbol{\vartheta}\boldsymbol{q}} = 0, \tag{43-33}$$

откуда, имея в виду, что при $\tau = 0$ в соответствии с (43-22) $\Delta i_{ga} = -\frac{A_{bq}}{x_a''} u_{d0}$:

$$\Delta i_{\vartheta q a} = -\frac{A_{\vartheta q}}{x_{o}^{*}} u_{d \vartheta} \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{q}^{*}}}, \qquad (43-34)$$

где $T''_q = x''_{\exists q}/r_{\exists q}$ — постоянная времени затухания апериодического тока в поперечном демпферном контуре.

С этой же постоянной затухает до нуля апериодическая составляющая в токе i_q и соответствующая ей синусоидальная составляющая в фазном токе [см. (43-23)].

Значительно сложнее обстоит дело с затуханием апериодических токов в продольном демпферном контуре и обмотке возбуждения, поскольку эти цепи взаимно неподвижны и электромагнитно связаны между собой. Однако для практически важного случая, когда сопротивление r_{ad} в несколько десятков раз больше сопротивления $r_{\rm B}$, допустимо приближенное рассмотрение. Для этого случая на некотором небольшом отрезке времени можно считать контур обмотки возбуждения сверхпроводящим. Тогда затухание апериодической составляющей в продольном демпферном контуре должно протекать так же, как и в поперечном контуре. Только теперь при $r = r_{\rm B} = 0$ эквивалентная индуктивность продольного демпферного контура равна $x_{ad}^{"}$ (§ 42-7), а постоянная времени затухания $T_d^{"} = x_{ad}^{"}/r_{ad}$. Величина ее обычно весьма мала (6—15 рад, или 0,02—0,05 сек).

Поскольку потокосцепление с обмоткой возбуждения при $r_{\rm B} = 0$ должно сохраняться неизменным, при быстром уменьшении апериодического тока в демпферном контуре с такой же скоростью в обмотке возбуждения будет нарастать апериодический ток. На рис. 43-3, где представлено изменение апериодических токов продольных контуров ротора в процессе короткого замыкания, эта первая описанная фаза процесса занимает отрезок времени от нуля до $\tau = \tau_1$, равного (2 ÷ 3) T''_{d} . К этому времени

апериодический ток в демпферном контуре становится весьма мал, и он уже не может оказать сколько-нибудь заметного влияния на дальнейшее течепроцесса. Пренебрежение ние этим током равносильно размыканию демпферного контура. Поэтому дальнейшее затухание тока в обмотке возбуждения (и остатка тока в демпферном контуре) происходит с постоянной времени T'. определяемой активным сопротивлением обмотки возбуждения и ее эквивалентным индуктивным сопротивлением, соответствующим наличию короткозамкнутой обмотки статора с r = 0 и отсутствию демпферного контура (он разомкнут). В § 42-7 это индуктивное сопротивление было обозначено x_в. Таким



Рис. 43-3. Изменение апериодических токов в обмотке возбуждения (Δi_{Ba}) и продольном демпферном контуре (Δi_{3da}), возникающих при коротком замыкании; $\Delta i'_{Ba}$, $\Delta i'_{3da}$ — апериодические токи контуров в первый момент короткого замыкания ($\tau = 0$).

образом, $T'_d = x'_{\rm B}/r_{\rm B}$. (На основании (42-104) постоянная T'_d связана с собственной постоянной времени обмотки возбуждения $T_{d0} = x_{\rm B}/r_{\rm B}$ соотношением:

$$T'_{d} = \frac{x_{\mathrm{B}}}{r_{\mathrm{B}}} \cdot \frac{x'_{\mathrm{B}}}{x_{\mathrm{B}}} = T_{d0} \frac{x'_{d}}{x_{d}} \Big).$$

На рис. 43-3 показано изменение апериодического тока в обмотке возбуждения и в случае, когда машина не имеет демпферной обмотки. Очевидно, затухание его определяется той же постоянной времени, но начальное значение $\Delta i_{\rm Ba}$ больше, чем при наличии демпферной обмотки ($\Delta i_{\rm Ba}^{\prime}$).

Итак, апериодические токи в продольных контурах машины должны содержать три составляющих: одна из них, называемая п е р е х о д н о й, затухает с постоянной времени T'_d , другая — так называемая с в е р х п е р е х о д н а я — затухает с постоянной времени T''_d , третья — дает у с т а н о в и в ш е е с я з н а ч е н и е апериодического тока. Отметим, что последняя из них в цепи возбуждения равна току $i_{\rm B.y} = i_{\rm s0}$, а в продольном демпферном контуре равна нулю.

Так, апериодическая составляющая продольного тока якоря i_{da} в общем виде равна

$$\mathbf{i}_{da} = \mathbf{i}_{dy} + \Delta \mathbf{I}_{da}' \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{d}'}} + \Delta \mathbf{I}_{da}' \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{d}'}}, \qquad (43-35)$$

где i_{dy} — продольный ток установившегося режима короткого замыкания; $\Delta I'_{da}$, $\Delta I''_{da}$ — максимальные значения переходной и сверхпереходной составляющих в токе i_{da} .

В рассматриваемом случае, когда $r_{\rm B} \ll r_{\partial d}$ или $T'_d \gg T''_d$, максимальные значения переходной и сверхпереходной составляющих в апериодических токах продольных цепей машины определяются достаточно просто. Покажем это на примере тока i_{do} .

Обозначим апериодический продольный ток якоря в начальный момент ($\tau = 0$) через i''_{da} ; тогда из (43-35) при $\tau = 0$

$$i_{da}^{"} = i_{dy} + \Delta I_{da}^{'} + \Delta I_{da}^{"}. \tag{43-36}$$

Если бы синхронная машина не имела на роторе демпферной обмотки, то ток i_{da} не содержал бы сверхпереходной составляющей. Отсутствие демпферной обмотки равнозначно наличию разомкнутой обмотки. Поэтому для рассматриваемого случая можно воспользоваться выражением (43-35), в котором лишь необходимо положить $r_{id} = \infty$ или $T''_{d} = 0$; тогда

$$\mathbf{i}_{da} = \mathbf{i}_{dy} + \Delta \mathbf{I}'_{da} \mathbf{e}^{-\frac{\tau}{T'_d}}.$$
(43-37)

Обозначая апериодический продольный ток якоря в машине без демпферной обмотки в начальный момент времени ($\tau = 0$) через i_{da} , получаем из (43-37):

$$\dot{\boldsymbol{i}}_{da}' = \boldsymbol{i}_{dy} + \Delta \boldsymbol{I}_{da}. \tag{43-38}$$

Как следует из (43-36), (43-38),

$$\Delta I'_{da} = \dot{i'_{da}} - \dot{i}_{dy}, \qquad (43-39)$$

$$\Delta I''_{da} = i''_{da} - i'_{da}. \tag{43-40}$$

Токи іїda и іda определены в выражениях (43-18) и (43-24):

$$i_{da}^{"} = i_{d_0} - \frac{u_{q_0}}{x_d^{"}}, \quad i_{da}^{'} = i_{d_0} - \frac{u_{q_0}}{x_d^{'}}$$

Подставляя эти значения в (43-39), (43-40) и имея в виду, что $i_{d0} = (u_{q0} - E_0)/x_d$, а $i_{dy} = -E_0/x_d$, получаем:

$$\Delta I'_{da} = - u_{q0} \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right), \quad \Delta I''_{da} = - u_{q0} \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right).$$

Апериодическая составляющая продольного тока якоря (43-35) теперь принимает вид:

$$i_{da} = -\frac{E_0}{x_d} - u_{q0} \left(\frac{1}{x_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{T_d}{T_d}} - u_{q0} \left(\frac{1}{x_d^*} - \frac{1}{x_d^*} \right) e^{-\frac{T_d}{T_d^*}}.$$

г) ТОКИ В ПРОЦЕССЕ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

На основании изложенного продольный и поперечный токи якоря с учетом затухания равны [ср. с (43-18), (43-19)]:

$$\dot{\boldsymbol{i}}_{d} = -\frac{E_{0}}{x_{d}} - u_{q0} \left(\frac{1}{x_{d}'} - \frac{1}{x_{d}} \right) \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{d}'}} - u_{q0} \left(\frac{1}{x_{d}''} - \frac{1}{x_{d}'} \right) \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{d}''}} + \frac{U}{x_{d}''} \cos(\tau + \theta_{0}) \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{a}}},$$
(43-41)

$$i_{q} = u_{d0} \left(\frac{1}{x_{q}^{"}} - \frac{1}{x_{q}} \right) e^{-\frac{\tau}{T_{q}^{"}}} + \frac{U}{x_{q}^{"}} \sin(\tau + \theta_{0}) e^{-\frac{\tau}{T_{a}}}, \qquad (43-42)$$

причем в последнее выражение сделана подстановка $i_{q0} = -u_{d0}/x_q$. Фазный ток i_a с учетом (43-41), (43-42) и соотношений $u_{d0} = -U \sin \theta_0$,

Фазный ток i_a с учетом (43-41), (43-42) и соотношений $u_{d0} = -U \sin \theta_0$, $u_{a0} = U \cos \theta_0$ равен

$$i_{a} = i_{d} \cos(\tau + \gamma_{0}) + i_{q} \sin(\tau + \gamma_{0}) = -\frac{E_{0}}{x_{d}} \cos(\tau + \gamma_{0}) - U\cos\theta_{0} \left[\left(\frac{1}{x_{d}''} - \frac{1}{x_{d}'} \right) e^{-\frac{\tau}{T_{d}''}} + \left(\frac{1}{x_{d}'} - \frac{1}{x_{d}} \right) e^{-\frac{\tau}{T_{d}'}} \right] \cos(\tau + \gamma_{0}) - U\sin\theta_{0} \left(\frac{1}{x_{q}''} - \frac{1}{x_{q}} \right) e^{-\frac{\tau}{T_{q}''}} \sin(\tau + \gamma_{0}) + \frac{1}{2} \times U \left[\left(\frac{1}{x_{d}''} - \frac{1}{x_{q}''} \right) \cos(2\tau + \gamma_{0} + \theta_{0}) + \left(\frac{1}{x_{d}''} + \frac{1}{x_{q}''} \right) \cos(\gamma_{0} - \theta_{0}) \right] e^{-\frac{\tau}{T_{q}}}.$$
(43-43)

Из роторных токов приведем выражение для тока в обмотке возбуждения; оно содержит апериодическую составляющую (затухающую до тока $i_{в0}$), которая определяется аналогично току i_{da} (43-35) с помощью (43-20), (43-26), и периодическую составляющую (затухающую до нуля с постоянной времени T_a):

$$i_{B} = i_{B0} + \left[\left(i_{B0} + A_{B}^{'} \frac{u_{q0}}{x_{d}^{'}} \right) - i_{B0} \right] \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{d}^{'}}} + \left[\left(i_{B0} + A_{B} \frac{u_{q0}}{x_{d}^{'}} \right) - \left(i_{B0} + A_{B}^{'} \frac{u_{q0}}{x_{d}^{'}} \right) \right] \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{d}^{'}}} - \frac{A_{B}}{x_{d}^{''}} \cos\left(\tau + \theta_{0}\right) \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{d}^{'}}} = \\ = i_{B0} + \frac{A_{B}^{'}}{x_{d}^{'}} U \cos\theta_{0} \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{d}^{'}}} + U \cos\theta_{0} \left(\frac{A_{B}}{x_{d}^{''}} - \frac{A_{B}^{'}}{x_{d}^{'}} \right) \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{d}^{''}}} - \\ - \frac{A_{B}}{x_{d}^{''}} U \cos\left(\tau + \theta_{0}\right) \varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{d}^{''}}}.$$
(43-44)



Рис. 43-4. Составляющие фазного тока (a) и полный ток (б) при трехфазном коротком замыкании машины с демпферной обмоткой ($\theta_0 = \gamma_0 = 0$).

1 — анериодическая составляющая $U/2 (1/x'_d + 1/x'_q) \varepsilon^{-\tau/T_a}$; 2 — огибающая сверхпереходной гармонической составляющей $\pm U (1/x'_d - 1/x'_d) \varepsilon^{-\tau/T'_d}$; 3 — огибающая переходной гармонической составляющей $\pm U (1/x'_d - 1/x_d) \varepsilon^{-\tau/T'_d}$; 4 — установившийся ток — E_0/x_d соят. Расчетные данные: $U = E_0 = 1,0$; $x_d = 1,0$; $x'_d = 0,3$; $x''_d = x''_q = 0,2$; $T'_d = 2$ сек; $T''_d = 0,02$ сек; $T_a = 0,2$ сек.

Токи в машине без демпферной обмотки могут быть получены из (43-43), (43-44), если в них положить $T''_d = T''_q = 0$ и заменить x''_d на x_d , x''_q на x_q ; тогда, например, фазный ток принимает вид:

$$\begin{split} \dot{i}_{a} &= -\left[\frac{E_{0}}{x_{d}} + U\cos\theta_{0}\left(\frac{1}{x_{d}'} - \frac{1}{x_{d}}\right)\varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{d}'}}\right]\cos(\tau + \gamma_{0}) + \\ &+ \frac{1}{2} U\left[\left(\frac{1}{x_{d}'} - \frac{1}{x_{q}}\right)\cos(2\tau + \gamma_{0} + \theta_{0}) + \left(\frac{1}{x_{d}'} + \frac{1}{x_{q}}\right)\cos(\gamma_{0} - \theta_{0})\right]\varepsilon^{-\frac{\tau}{T_{a}}}. \end{split}$$

$$(43-45)$$

Выражения для фазных токов других фаз получаются из (43-43), (43-45) заменой в них угла γ_0 на $\gamma_0 - \frac{2\pi}{3}$ и $\gamma_0 - \frac{4\pi}{3}$.

В случае, если короткое замыкание произошло на холостом ходу генератора, в полученных выражениях нужно положить $\theta_0 = 0$.

На рис. 43-4 — 43-6 представлены отдельные составляющие и полные токи короткого замыкания в машине с демиферной обмоткой. Принято, что короткое замыкание произошло на холостом ходу генератора ($\theta_0 = 0$) и в такой момент, когда потокосцепление с фазной обмоткой *а* имеет максимальное значение ($\gamma_0 = 0$). Отметим, что при принятом соотношении $x_d^r = x_q^r$ в фазном токе статора отсутствует вторая гармоническая.



Рис. 43-5. Составляющие тока (a) и полный ток возбуждения (б, в) при трехфазном коротком замыкании машины с демпферной обмоткой ($\theta_0 = 0$).

I — апериодическая сверхпереходная составляющая $U(A_{\rm B}/x_{d}' - A_{\rm B}'/x_{d}') \varepsilon^{-\tau/T_{d}'}$; 2 — апериодическая переходная составляющая $UA_{\rm B}'/x_{d}' \varepsilon^{-\tau/T_{d}'}$; 3 — огибающая гармонической составляющей $\pm UA_{\rm B}/x_{d}' \varepsilon^{-\tau/T_{\rm A}}$; 4 — начальное значение тока $i_{\rm BO}$. Расчетные данные те же, что для рис. 43-4; $x_{\rm B} = 1,05$; $x_{\rm Bdd} = 0,9$. Для рис. $a, \delta - A_{\rm B} = 0,25$ (демпферная обмотка имеет малое рассеяние); для рис. $e - A_{\rm B} = 0,5$ (демпферная обмотка обладает большим рассеянием).



Рис. 43-6. Составляющие тока (a) и полный ток (б) продольного и поперечного (в) демпферных контуров при коротком замыкании.

$$A_{pd} = 0,56; A_{2q} = 0,86.$$

д) УДАРНЫЙ ТОК КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Максимально возможный (ударный) ток в статоре будет иметь место, если при коротком замыкании апериодическая составляющая достигает наибольшего значения. Из (43-43) видно, что это должно быть при $\gamma_0 = \theta_0$ и в момент времени, равный $\tau = \pi - \gamma_0 = \pi - \theta_0$, когда косинусоидальная гармоническая, гармоническая составляющая удвоенной частоты и апериодическая составляющая арифметически складываются.

Пусть короткое замыкание происходит на холостом ходу генератора. Тогда, полагая в (43-43) $\theta_0 = 0, E_0 = U, \gamma_0 = 0, \tau = \pi$ (0,01 сек) и принимая во внимание, что $\varepsilon^{-\pi/T'_d} \approx 1,0$, найдем выражение для ударного тока в виде:

$$i_{3 \text{ макс}} = \frac{U}{x_d''} \left[\frac{x_d''}{x_d'} + \left(1 - \frac{x_d''}{x_d}\right) \varepsilon^{-\frac{\pi}{T_d'}} + \varepsilon^{-\frac{\pi}{T_a}} \right].$$

Для средних значений параметров мощных машин, а именно $T''_{d} = 6 \div 12 pa\partial (0,02 \div 0,04 ce\kappa), T_{a} = 30 \div 60 pa\partial (0,1 \div 0,2 ce\kappa), x''_{a}/x'_{a} \approx 0,7$, величина выражения, стоящего в квадратных скобках, изменяется в пределах 1,75—1,90. Обычно принято считать:

$$i_{3 \text{ MAKC}} = \frac{1.8U}{x''_d}$$
. (43-46)

В машине без демпферной обмотки для аналогичных условий

$$\mathbf{i}_{3 \text{ Make}} = \frac{U}{x_d'} \left(1 + \varepsilon^{-\frac{\pi}{T_a}} \right) \approx \frac{1.9U}{x_d'}.$$
(43-47)

Как видно из (43-46), (43-47), наличие демпферной обмотки в машине приводит к увеличению ударного тока короткого замыкания примерно в x'_d/x''_d раз (т. е. на 30—40%).

Режим внезапного трехфазного короткого замыкания синхронного генератора на холостом ходу используется для экспериментального определения следующих параметров синхронной машины: сверхпереходного и переходного сопротивлений $x_a^{"}$ и $x_a^{'}$, постоянных времени $T_a^{"}$, $T_a^{'}$, T_a . Указанные параметры находят путем выделения на осциллограмме токов огибающих отдельных составляющих тока и экстраполяции их на момент времени $\tau = 0$, а также путем построения графиков тока в логарифмическом масштабе.

Численные значения параметров синхронных машин различного типа и назначения приведены в приложении.

§ 43-4. Электромагнитный момент при трехфазном коротком замыкании

Электромагнитный момент при коротком замыкании можно определить по общему выражению (42-45). Получим аналитическое выражение для $M_{\rm 9_M}$ при пренебрежении активными сопротивлениями цепей машины, когда справедливы соотношения (43-9), (43-18), (43-19). Потокосцепления якоря равны:

$$\Psi_d = \Psi_{d0} + \Delta \Psi_d = u_{q0} + x_d^{"} \Delta i_d^{"} = u_{q0} + x_d^{"} (i_d^{"} - i_{d0}), \ \Psi_q = \Psi_{q0} + \Delta \Psi_q = -u_{d0} + x_q^{"} \Delta i_q^{"} = -u_{d0} + x_q^{"} (i_q^{"} - i_{q0}).$$

. Подставляя сюда токи
$$i''_d - i_{d0}$$
, $i''_q - i_{q0}$ из (43-18), (43-19), получаем:
 $\Psi_d = U \cos(\tau + \theta_0), \quad \Psi_q = U \sin(\tau + \theta_0).$ (43-48)

Подстановка в (42-45) найденных потокосцеплений (43-48) и токов $i_d = i_d^r$, $i_q = i_q^r$ из (43-18), (43-19) после несложных преобразований приводит к следующему результату:

$$M_{9M3} = \left[\frac{E_0}{x_d} + U\cos\theta_0 \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d}\right)\right] U\sin(\tau + \theta_0) - U^2\sin\theta_0 \left(\frac{1}{x_q''} - \frac{1}{x_q}\right)\cos(\tau + \theta_0) - \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''}\right)\sin 2(\tau + \theta_0). \quad (43-49)$$

Если короткое замыкание произошло на холостом ходу ($\theta_0 = 0$, $E_0 = U$), то из (43-49) получим для этого случая:

$$M_{\rm 3M3} = \frac{U^2}{x_d''} \sin \tau - \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \sin 2\tau. \tag{43-50}$$

Ввиду того, что сопротивления x_a^r и x_q^r мало отличаются друг от друга, максимальное значение электромагнитного момента близко к величине U^2/x_a^r и наступает примерно через 0,005 сек с момента короткого замыкания.

Для машины без демпферной обмотки выражение для $M_{_{3M3}}$ может быть получено из (43-49), (43-50) заменой в них x_d^r на x_d^r и x_q^r на x_q .

Из приведенных соотношений видно, что при пренебрежении активными сопротивлениями цепей машины электромагнитный момент при трехфазном коротком замыкании на ее зажимах является знакопеременным со средним значением, равным нулю. Однако пульсации момента могут достигать большой величины.

Наличие активных сопротивлений в цепях машины приводит, с одной стороны, к затуханию во времени знакопеременного момента (43-49), (43-50), а с другой, — к образованию апериодических составляющих момента, не меняющих знака. Возникновение последних обусловлено наличием апериодических полей, связанных с обмоткой статора и обмотками ротора.

При вращении ротора апериодическое поле контуров ротора пересекает короткозамкнутую обмотку статора, и наоборот — в апериодическом поле статора движется ротор со своими короткозамкнутыми контурами. Если активные сопротивления контуров не равны нулю, то при этом возникают асинхронные моменты, не меняющие знака, но убывающие по величине, поскольку затухают магнитные поля.

Ниже без доказательства приводятся выражения апериодических составляющих электромагнитного момента:

$$\boldsymbol{M}_{\Theta M_3} = \left\{ \frac{E_0}{\boldsymbol{x}_d} + U \cos \theta_0 \left[\left(\frac{1}{\boldsymbol{x}_d'} - \frac{1}{\boldsymbol{x}_d} \right) \boldsymbol{\varepsilon}^{-\frac{\tau}{T_d'}} + \left(\frac{1}{\boldsymbol{x}_d''} - \frac{1}{\boldsymbol{x}_d'} \right) \boldsymbol{\varepsilon}^{-\frac{\tau}{T_d'}} \right] \right\}^2 \boldsymbol{r}, \quad (43-51)$$

$$M_{_{\rm PM3}}'' = \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_d''^2} + \frac{1}{x_q''^2} \right) \varepsilon^{-\frac{2t}{T_a}} r_{\rm p}, \qquad (43-52)$$

где эквивалентное активное сопротивление роторных цепей r_p вычисляется через сопротивление обратной последовательности r_2 в виде: $r_p = 2 (r_2 - r) k_f$. Коэффициент k_f учитывает различие частот в роторе при наличии поля обратной последовательности или неподвижного в пространстве поля; можно принять $k_f \approx 0.7$.

§ 43-5. Общие физические представления о двухфазном и однофазном коротких замыканиях

Наиболее частым видом короткого замыкания является несимметричное короткое замыкание — однофазное, двухфазное, двухфазное на нейтраль (рис. 43-7).

Если с точки зрения динамической устойчивости системы наиболее тяжелым является трехфазное короткое замыкание, то несимметричные короткие замыкания опасны вследствие появления больших знакопеременных моментов и значительных перенапряжений на свободной фазе при отсутствии поперечной демпферной обмотки. Кроме того, при несимметричном коротком замыкании появляется полный спектр гармонических в токах, которые при наличии соответствующей емкости в цепи статора могут значительно усилиться. Подобные резонансные явления возможны, например, при работе генераторов через линию передачи значительной протяженности. Рассмотрим однофазное и двухфазное короткие замыкания. В обоих этих случаях физическая картина явления одна и та же. Объясняется это тем, что как при однофазном, так и при двухфазном коротком замыкании на статоре образуется однофазный короткозамкнутый контур, создающий пульсирующее магнитное поле, если по нему протекает переменный ток. Используя теорему постоянства потокосцеплений, можно нарисовать следующую физическую картину на примере однофазного короткого замыкания машины без демпферной обмотки.

Постоянство потокосцеплений с однофазной обмоткой на статоре приводит к появлению постоянного свободного тока в статоре, который в действительности должен затухать под влиянием конечного активного сопротивления до нуля, так как в установившемся режиме постоянный ток в статоре отсутствует. Неподвижное в пространстве и постоянное во времени (если отвлечься от затухания) поле, обусловленное постоянным током статора, индуктирует э. д. с. основной частоты в обмотке ротора, вращающегося с синхронной скоростью. Поскольку обмотка ротора замкнута через возбудитель, в ней возникает ток основной частоты, обусловливающий пульсирующее поле. Это однофазное пульсирующее поле можно разложить на прямо и обратно вращающиеся поля.

Прямо вращающееся поле, движущееся относительно ротора в направлении вращения ротора, индуктирует в статоре вторую гармоническую э. д. с., обратно вращающееся поле остается в пространстве неподвижным и, таким образом, трансформаторно связано с постоянным полем статора.

Ток второй гармонической в однофазной обмотке статора создает пульсирующее с двойной частотой поле, которое можно опять разложить на прямо и обратно вращающиеся поля. Обратное поле индуктирует в роторе э. д. с. утроенной частоты, результатом чего явится появление токов четвертой гармонической в статоре и т. д.

На рис. 43-8, а схематически указаны взаимные связи гармонических тока в обмотках статора и ротора. Итак, в статоре появляются свободные



Рис. 43-7. Схемы несимметричных коротких замыканий: *а* — однофазное; *б* — двухфазное; *в* — двухфазное на нейтраль.



Рис. 43-8. Схема взаимных связей гармонических тока в обмотках ротора и статора, возникающих: a — при постоянстве потокосцепления в статоре; δ — при постоянстве потокосцепления в роторе.

токи постоянного направления и четные гармонические, которые должны затухать до нуля с некоторой постоянной времени, определяемой активным сопротивлением обмотки статора. С этими токами в статоре трансформаторно связаны нечетные гармонические тока в роторе, которые, следовательно, должны затухать с такой же постоянной времени. Аналогичные рассуждения, основанные на сохранении постоянным потокосцепления с обмоткой ротора, приведут к установлению свободных составляющих тока постоянного направления и четных гармонических в роторе и связанных с ними трансформаторно нечетных гармонических в статоре (рис. 43-8, б). Вся эта группа гармонических будет затухать до установившегося значения с постоянной времени, определяемой роторным сопротивлением.

Отметим, что следствием общности физических процессов при двухи однофазном коротких замыканиях является подобие аналитического их исследования: уравнения однофазного короткого замыкания могут быть получены из уравнений двухфазного замыкания увеличением параметров машины на величину, равную $1/2 x_0$.

§ 43-6. Ток якоря при двухфазном коротком замыкании

Ограничимся рассмотрением тока якоря при двухфазном коротком замыкании, которое происходит на зажимах якоря генератора, работающего в режиме холостого хода (рис. 43-7.6). Результаты, которые будут получены ниже, справедливы также для случая, когда двухфазное

.711

короткое замыкание возникает во внешней цепи, отделенной от зажимов генератора индуктивностью $L_{\rm BH}$. Этим условиям, в частности, удовлетворяет и случай, когда между точкой короткого замыкания и зажимами машины включен трансформатор.

Начальные условия (при $\tau = 0$): $i_{d0} = i_{q0} = 0$; $i_{B} = i_{B0}$; $\Psi_{d0} = x_{aBd} \times i_{B0} = E_0$; $\Psi_{q0} = 0$.

Определим ток якоря при коротком замыкании $i'_{\kappa 2}$, равный току фазы b, полагая все контуры машины сверхпроводящими, что будет справедливо лишь для первых моментов времени в процессе короткого замыкания, пока не скажется затухание токов:

$$i''_{R_2} = i''_b = i''_a \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + i''_q \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right).$$
 (43-53)

Равенство нулю активного сопротивления статора обусловливает постоянство потокосцепления с контуром статора, образованным двумя фазными обмотками:

$$\Psi_b - \Psi_c = \Psi_{b0} - \Psi_{c0} = \text{const},$$
 (43-54)

где Ψ_{b0} , Ψ_{c0} — начальные значения потокосцепления с фазами *b* и *c*. Заменяя в (43-54) фазные потокосцепления линейными соотношениями типа (42-17), (42-18): $\Psi_b = \Psi_d \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + \Psi_q \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right)$, $\Psi_c = = \Psi_d \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) + \Psi_q \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right)$ и учитывая начальные условия, получаем:

$$\Psi_d \sin \gamma - \Psi_q \cos \gamma = E_0 \sin \gamma_0. \tag{43-55}$$

Равенство нулю активного сопротивления цепей ротора дает соотношения (43-9), которые для рассматриваемых условий принимают вид:

$$i_{d}'' = \Delta i_{d}'' = \frac{\Delta \Psi_{d}}{x_{d}''} = \frac{\Psi_{d} - E_{0}}{x_{d}''}, \quad i_{q}'' = \Delta i_{q}'' = \frac{\Delta \Psi_{q}}{x_{q}''} = \frac{|\Psi_{q}|}{x_{q}''}.$$
 (43-56)

Подстановка Ψ_d и Ψ_a из (43-56) в (43-55) дает:

$$\mathbf{i}_{d}^{"} \mathbf{x}_{d}^{"} \sin \gamma - \mathbf{i}_{q}^{"} \mathbf{x}_{q}^{"} \cos \gamma = E_{0} (\sin \gamma_{0} - \sin \gamma).$$
(43-57)

Для определения токов $i_{d}^{"}$, $i_{q}^{"}$, а по ним тока $i_{\kappa 2}^{"}$ необходимо еще одно уравнение, а именно $i_{a} = 0$, или

$$\mathbf{i}_{d}''\cos\gamma + \mathbf{i}_{q}''\sin\gamma = 0. \tag{43-58}$$

Найдя из (43-57), (43-58) токи i'_d , i''_q и подставив их в (43-53), получим:

$$i_{\text{R}_{2}}^{"} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{E_{0} \left[\sin \gamma_{0} - \sin \left(\tau + \gamma_{0}\right) \right]}{\frac{x_{d}^{"} + x_{q}^{"}}{2} + \frac{x_{q}^{"} - x_{d}^{"}}{2} \cos 2 \left(\tau + \gamma_{0}\right)}.$$
(43-59)

При разложении (43-59) в ряд Фурье получаются все составляющие, о которых говорилось в § 43-5.

При симметричном роторе машины ($x_d^{"} = x_q^{"}$), как видно из (43-59), ток $i_{\text{K2}}^{"}$ не содержит высших гармонических.

Максимально возможный (ударный) ток *і*_{ка макс} будет иметь место в случае, когда своболный апериодический ток в статоре получается наибольшим, т. е. при наибольшем потокосцеплении с короткозамкнутым контуром статора в момент короткого замыкания ($\gamma_0 = \pi/2$). Ток достигает максимума при τ = π. Для этих данных из (43-59)

$$i_{\rm K2 \ Makc} = \frac{\sqrt{3E_0}}{x_d''}$$
. (43-60)

 x_d Рис. при Токи статора i_{res} , i_{res} , голо

Токи статора *й*к2, *й*к2 макс для машины без демпфер-

ной обмотки получаются из (43-59), (43-60), если в них заменить x''_{d} на x'_{d} и x''_{q} на x_{q} . На рис. 43-9 приведены кривые токов короткого замыкания в машине без демпферной обмотки с учетом их затухания.

§ 43-7. Перенапряжения при двухфазном коротком замыкании

Высшие гармонические в кривых тока, возникающие при несимметричном роторе ($x'_a \neq x_q$ в машине без демпферной обмотки; $x''_a \neq x''_q$ в машине с демпферной обмоткой), являются причиной возникновения повышенных напряжений на статоре.

Аналитическое исследование показывает, что при двухфазном коротком замыкании напряжение на свободной фазе u_a и напряжение между свободной и короткозамкнутой фазами u_{ab} получаются наибольшими в том случае, когда начальное потокосцепление с короткозамкнутым контуром



Рис. 43-9. Фазный ток (а) и ток возбуждения (б) при двухфазном коротком замыкании синхронной машины без демпферной обмотки.



Рис. 43-10. Напряжение между свободной и короткозамкнутой фазами в начале процесса двухфазного короткого замыкания синхронного генератора без лемиферной обмотки.

демпферной обмотки.

на статоре имеет наибольшее значение $(\gamma_0 = \pi/2);$ при этом

$$U_{a \text{ Make}} = \boldsymbol{E}_0 \left(2 \frac{\boldsymbol{x}_q}{\boldsymbol{x}'_d} - 1 \right) \qquad (43-61)$$

для машины без демпферной обмотки;

$$U_{a \text{ Make}} = E_0 \left(2 \frac{x_q^{''}}{x_d^{''}} - 1 \right)$$
(43-62)

для машины с демпферной обмоткой.

Максимальное напряжение между свободной и короткозамкнутой фазами равно

 $U_{ab \text{ make}} = 1.5 U_{a \text{ make}}.$

Форму кривой напряжения u_{ab} можно видеть на рис. 43-10.

Если в цепи статора включена емкость (рис. 43-11), то при несимметричном коротком замыкании перенапряжения могут усилиться.

Можно считать, что для высших гармонических тока синхронная машина представляет индуктивное сопротивление обратной последовательности x_2 , так как ротор по отношению к их полям является вторичной короткозамкнутой обмоткой, вращающейся с некоторой скоростью. Поэтому возможен резонанс для гармонической тока порядка $v_{\rm B}$, если удовлетворяется соотношение

$$\frac{1}{v_{\rm B}\omega C}=v_{\rm B}\omega L_2,$$

или

$$\frac{x_C}{x_2} = v_B^2,$$

где $x_c = 1/\omega C$ — емкостное сопротивление; L_2 — индуктивность статора



Рис. 43-11. Схема двухфазного короткого замыкания при наличии в цепи статора емкости.

для токов обратной последовательности.

Как показывают исследования, резонансные явления обусловливаются в основном нечетными гармоническими, так как четные гармонические обычно быстро затухают и не оказывают существенного влияния на процесс.

Следует иметь в виду, что уровень резонансных перенапряжений в сильной степени зависит от величины ак-
тивного сопротивления обратной последовательности, которое в практических условиях значительно превышает величину, рассчитанную по сопротивлениям обмоток на постоянном токе.

Решающей мерой в борьбе с перенапряжениями в цепи статора при несимметричных коротких замыканиях является устройство в синхронной машине полной демпферной обмотки.

Такая обмотка уравнивает индуктивные сопротивления машины по осям d и q в переходном процессе ($x_d^{"}$ близко к $x_d^{"}$) и тем самым значительно уменьшает амплитуды высших гармонических тока и потокосцепления, а следовательно, и напряжения в цепи статора. Это видно также и из формальных выражений (43-61), (43-62), если учесть, что обычно $x_d^{"}/x_d^{"} \leq 1,3$, а $x_d/x_d \leq 2,5$.

НЕКОТОРЫЕ ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИНХРОННОЙ МАШИНЕ ПРИ МАЛЫХ СКОЛЬЖЕНИЯХ

§ 44-1. Точная синхронизация

Процесс точной синхронизации синхронной машины с сетью рассмотрен в § 27-2. Дадим теперь аналитическое определение токов в статоре машины, которые возникают при несоблюдении условий синхронизации.

Пусть на статоре синхронной машины перед включением на сеть потоком возбуждения индуктируется напряжение E_0 , а напряжение сети равно U. Допустим, что в момент включения фазных обмоток статора на сеть продольная ось машины составляет с магнитной осью фазы *a* угол γ_0 , а изображающие векторы напряжения машины \dot{E}_0 и сети \dot{U} сдвинуты на угол θ_0 (рис. 44-1). При таком включении в обмотках машины появятся токи, а ротор будет вращаться с несинхронной скоростью под действием избыточного момента, равного разности момента механических сил на валу и электромагнитного момента. При этом, очевидно, угол θ между векторами \dot{U} и \dot{E}_0 (осью *q*) будет изменяться.

Ограничимся определением максимальных токов в обмотке статора, которые возникают через очень малый промежуток времени с момента включения. На указанном отрезке времени угол θ изменяется незначительно и его можно считать постоянным, равным θ_0 . Пренебрежем также затуханием токов под влиянием активных сопротивлений контуров машины. Некоторая погрешность в определении тока, связанная с затуханием сверхпереходной составляющей, может быть отнесена в запас, ибо действительные максимальные токи получаются несколько меньшими, чем в предположении, что затухание токов отсутствует.

При указанных допущениях задача об определении тока при неправильной синхронизации машины аналогична задаче о внезапном трехфазном коротком замыкании генератора (§ 43-3): они различаются лишь численными значениями напряжений Δu_d , Δu_d . При коротком замыкании последние определены выражениями (43-1), (43-2). В рассматриваемой задаче эти напряжения получаются равными:

$$\Delta \boldsymbol{u}_d = \boldsymbol{u}_d - \boldsymbol{u}_{d0} = -U\sin\theta_0, \qquad (44-1)$$

$$\Delta u_a = u_a - u_{a0} = U \cos \theta_0 - E_0, \qquad (44-2)$$

так как до включения машины на сеть $u_{d0} = -\Psi_{q0} = -x_q i_{q0} = 0, \quad u_{q0} = \Psi_{d0} = E_0,$

а после включения

$$u_d = -U\sin\theta_0, \quad u_q = U\cos\theta_0.$$

Учитывая различие в величинах Δu_d , Δu_d для рассматриваемой задачи (44-1), (44-2) и для процесса короткого замыкания (43-1), (43-2), принимая во внимание равенство нулю токов в статоре перед включением ма-



Рис. 44-1. Положение изображающих векторов в момент синхронизации машины.

шины на сеть ($i_{d0} = i_{q0} = 0$), нетрудно с помощью (43-13), (43-14) получить выражения для продольного и поперечного токов, возникающих при неправильной синхронизации:

$$i_{d}'' = \Delta i_{d}'' = \frac{U \sin \theta_{0}}{x_{d}''} \sin \tau + \frac{U \cos \theta_{0} - E_{0}}{x_{d}''} (1 - \cos \tau) =$$

$$= \frac{U \cos \theta_{0} - E_{0}}{x_{d}''} - \frac{U}{x_{d}''} \cos (\tau + \theta_{0}) + \frac{E_{0}}{x_{d}''} \cos \tau, \quad (44-3)$$

$$i_{q}'' = \Delta i_{q}'' = -\frac{U \cos \theta_{0} - E_{0}}{x_{q}''} \sin \tau + \frac{U \sin \theta_{0}}{x_{q}''} (1 - \cos \tau) =$$

$$= \frac{U \sin \theta_{0}}{x_{d}''} - \frac{U}{x_{d}''} \sin (\tau + \theta_{0}) + \frac{E_{0}}{x_{d}''} \sin \tau. \quad (44-4)$$

Фазные токи могут быть получены по общим формулам линейных преобразований и найденным токам i'_a , i''_a . Так, фазный ток фазы a

$$i_{a}^{"} = i_{d}^{"} \cos(\tau + \gamma_{0}) + i_{q}^{"} \sin(\tau + \gamma_{0}) = \frac{U \cos \theta_{0} - E_{0}}{x_{d}^{"}} \cos(\tau + \gamma_{0}) + \frac{U \sin \theta_{0}}{x_{q}^{"}} \sin(\tau + \gamma_{0}) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_{d}^{"}} + \frac{1}{x_{q}^{"}}\right) [E_{0} \cos \gamma_{0} - U \cos(\gamma_{0} - \theta_{0})] + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_{d}^{"}} - \frac{1}{x_{q}^{"}}\right) [E_{0} \cos(2\tau + \gamma_{0}) - U \cos(2\tau + \gamma_{0} + \theta_{0})]. \quad (44-5)$$

Токи других двух фаз получаются из выражения (44-5) заменой в нем угла γ_0 на $\gamma_0 - \frac{2\pi}{3}$ и $\gamma_0 - \frac{4\pi}{3}$.

Рассмотрим ток статора (44-5) для двух частных случаев: a) $\theta_0 = 0$, $E_0 \neq U$; б) $E_0 = U$, $\theta_0 \neq 0$.

717

а) Случай $\theta_0 = 0$, $E_0 \neq U$. Для этих условий, как следует из (44-5), ток статора получается максимальным при $\tau = \pi - \gamma_0$ и равен

$$i_{a_{\text{MARC}}}^{"} = \frac{E_0 - U}{x_{a}^{"}} (1 + \cos \gamma_0).$$
(44-6)

Максимально возможный ток в фазе статора i_{am} возникает, если включение машины происходит при $\gamma_6 = 0$ и через $\tau = \pi$ радиан от начала процесса:

$$i_{am}^{"} = \frac{2 \left(E_0 - U \right)}{x_{d}^{"}}.$$
 (44-7)

Следует иметь в виду, что если угол γ_0 по абсолютному значению больше 30°, то наибольшее значение тока получается в фазах *b* или *c*. Поэтому при любом угле γ_0 наибольшее значение тока в статоре изменяется между i_{am}^{r} , определяемым по (44-7), и величиной тока при $\gamma_0 = 30^{\circ}$, равной $\frac{1,866}{x_2^{r}}(E_0 - U)$.

б) Случай $E_0 = U$, $\theta_0 \neq 0$. При равенстве $E_0 = U$ выражение (44-5) принимает вид:

$$i_{a}^{"} = U \left\{ \frac{\cos \theta_{0} - 1}{x_{d}^{"}} \cos \left(\tau + \gamma_{0}\right) + \frac{\sin \theta_{0}}{x_{q}^{"}} \sin \left(\tau + \gamma_{0}\right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_{d}^{"}} + \frac{1}{x_{q}^{"}}\right) \left[\cos \gamma_{0} - \cos \left(\gamma_{0} - \theta_{0}\right)\right] + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_{d}^{"}} - \frac{1}{x_{q}^{"}}\right) \left[\cos \left(2\tau + \gamma_{0}\right) - \cos \left(2\tau + \gamma_{0} + \theta_{0}\right)\right] \right\}.$$
(44-8)

Из выражения (44-8) следует, что при $\theta_0 = 0$ ток $i''_a = 0$ независимо от величины γ_0 ; следовательно, токи других фаз также равны нулю. Наибольшего значения ток достигает при $\tau = \pi - \gamma_0$ или $2\pi - \gamma_0$, и из (44-8) он равен

$$\begin{split} \boldsymbol{i}_{a_{\text{MARC}}}^{\prime} &= \frac{U}{x_{d}^{\prime}} \left[\pm \left(1 - \cos \theta_{0} \right) + \cos \gamma_{0} - \cos \left(\gamma_{0} - \theta_{0} \right) \right] = \\ &= \frac{U}{x_{d}^{\prime}} \left[\left(1 - \cos \theta_{0} \right) \left(\pm 1 + \cos \gamma_{0} \right) - \sin \theta_{0} \sin \gamma_{0} \right]. \end{split}$$
(44-9)

Таким образом, наибольшее значение тока в статоре зависит от обоих углов γ_0 и θ_0 .

Максимально возможный ток i'_{am} при заданном угле θ_0 можно определить обычным способом: нужно взять производную от (44-9) по γ_0 и, приравнивая ее нулю, найти значение угла γ_{0m} , соответствующее максимуму тока. Подставляя γ_{0m} в (44-9), получаем:

$$i_{am}'' = -2 \frac{U}{x_{d}''} \sin \frac{\theta_0}{2} \left(1 + \sin \frac{\theta_0}{2}\right).$$
(44-10)

Как отмечалось ранее, если величина угла γ_0 отличается от γ_{0m} по абсолютному значению более чем на 30°, то ток достигает максимума или в фазе *b* или в фазе *c*. Поэтому при любом значении угла γ_0 наибольший ток в статоре i_m^r мало отличается от тока i_{am}^r .

На рис. 44-2 показано, в каких пределах может изменяться ток i''_m для различных углов θ_0 . Верхняя кривая это ток i''_{am} , рассчитанный по (44-10), нижняя кривая — ток $i''_{a макс}$, вычисленный по (44-9) для $\gamma_0 = \gamma_{0m} - 30^\circ$.



Рис. 44-2. Ток в обмотке статора при точной синхронизации в зависимости от угла θ_0 .

 максимально возможный ток; 2 — минимальное значение наибольшего тока.

Полученные данные показывают, что ток статора при неправильной синхронизации тем больше, чем больше угол θ_0 угол рассогласования напряжений \dot{E}_0 и U. При $\theta_0 = 180^\circ$ ток , в статоре в два раза превышает ток внезапного короткого замыкания машины (при отсутствии затухания токов).

Нетрудно связать величину допустимого разностного напряжения $\Delta U/U_m$, введенную в § 27-2, с допустимым углом рассогласования θ_0 . При $E_0 = U$ из рис. 44-1 следует, что

$$\frac{\Delta U}{U_m} = \frac{\Delta U}{U} = \frac{2U\sin\frac{\theta_0}{2}}{U} = 2\sin\frac{\theta_0}{2}.$$

§ 44-2. Упрощенные уравнения напряжения цепи статора синхронной машины

Ряд переходных процессов в машине может быть исследован при пренебрежении активным сопротивлением цепи статора (r = 0) и неучете переходных процессов в этой цепи, обусловленных ее активным сопротивлением. При таких допущениях и постоянстве папряжения сети (U = const) в исследуемом режиме уравнения (42-75), (42-76) принимают вид:

$$\boldsymbol{u}_d = -\boldsymbol{\Psi}_q, \quad \boldsymbol{u}_q = \boldsymbol{\Psi}_d. \tag{44-11}$$

Действительно, потокосцепления в (44-11) являются частным решением уравнений (42-75), (42-76), содержащих левые части. В этом можно убедиться подстановкой Ψ_d , Ψ_q из (44-11) в уравнения (42-75), (42-76), где нужно положить r = 0. Таким образом, потокосцепления обмоток статора становятся зависящими только от приложенных напряжений к зажимам статора.

Уравнения (44-11) имеют вид уравнений установившегося режима с тем лишь отличием, что угол θ , входящий в выражения u_d , u_q , не остается постоянным, а изменяется в соответствии с характером исследуемого переходного процесса.

Пренебрежение указанными выше переходными процессами в цепи статора приводит к тому, что потокосцепления обмотки статора в начале исследуемого переходного процесса могут претерпевать скачок, равный:

$$\Psi_d - \Psi_{d0} = u_q - u_{q0}, \quad \Psi_q - \Psi_{q0} = -(u_d - u_{d0}),$$

которого в действительности нет, так как потокосцепления могут изменяться во времени только непрерывно.

Если отвлечься от влияния изменения скорости вращения ротора $(1 - s \approx 1.0)$, то неучет переходных процессов в статоре обозначает пренебрежение свободными гармоническими составляющими в потокосцеплениях Ψ_d , Ψ_a , которые при r=0 имеют неизменную амплитуду, а в действительности ($r \neq 0$) затухают со временем. Эти составляющие в Ψ_d , Ψ_α создаются током основной частоты в роторных цепях и токами апериодическими и второй гармонической в статоре. Поэтому определение токов в цепях машины при переходном процессе, произведенное на основе уравнений (44-11), будет неправильным. Однако упрощенные уравнения (44-11) могут быть использованы при исследовании явлений, где эффект указанных токов незначителен. Так, например, характер движения ротора синхронной машины определяется средними значениями электромагнитного момента и знакопеременными составляющими низкой частоты. Знакопеременные же моменты, обусловленные апериодической составляющей и второй гармонической тока в статоре, изменяющиеся с частотой 50 и 100 гц, имеют второстепенное значение, и ими в большинстве случаев можно пренебречь. Поэтому при исследовании характера движения ротора машины правомерно применение упрощенных уравнений (44-11).

§ 44-3. Э. д. с. за переходным сопротивлением и электромагнитный момент машины при внезапном нарушении установившегося режима

При внезапном изменении параметров электрических цепей синхронной машины (короткое замыкание, отключение одной из линий передачи, через которые генератор работает на приемные шины, и т. п.) или момента механических сил на валу (например, наброс нагрузки на синхронный двигатель) в контурах машины возникают дополнительные токи. Характер изменения их во времени может быть достаточно сложным. В обмотках статора появляются периодические токи (например, периодическая составляющая при коротком замыкании), токи двойной частоты (при $x'_d \neq x_q$ в машинах без демпферной обмотки и при $x''_d \neq x''_q$ в машинах с демпферными контурами), апериодические токи.

Если возникает несимметрия в цепи статора, то появляется большое количество высших гармонических в кривой тока. В некоторых задачах требуется определить изменение угла θ при внезапных нарушениях установившегося режима. Поскольку на изменение угла в знакопеременные моменты оказывают небольшое влияние, ими можно пренебречь. Обычно пренебрегают также средними асинхронными моментами, хотя при строгом рассмотрении и повышенных значениях активного сопротивления обратной последовательности их следует учитывать.

Эти упрощения в определении электромагнитного момента соответствуют пренебрежению в токах цепей статора рядом высших гармонических и апериодической составляющей. Иными словами, при определении электромагнитного момента в рассматриваемых условиях пренебрегают активным сопротивлением цепей статора и переходным процессом, обусловленным этим сопротивлением.

При таком допущении уравнения напряжения цепей статора, как было отмечено ранее, принимают вид уравнений (44-11):

$$u_d = -U\sin\theta = -\Psi_q, \quad u_q = U\cos\theta = \Psi_d.$$

При определении момента для машины с демпферной обмоткой следует иметь в виду, что сверхпереходные составляющие тока, затухающие с постоянной времени демпферной обмотки, через 0,02—0,04 сек становятся незначительными и поэтому практически не оказывают влияния на процесс изменения угла θ на ограниченном отрезке времени. Это дает основание их не учитывать и считать потокосцепления продольного и поперечного контуров статора равными

$$\Psi_d = x_d i_d + x_{aBd} i_B, \quad \Psi_q = x_q i_q,$$

т. е. такими же, как в машине без демпферной обмотки.

Потокосцепление Ψ_d формально можно переписать в другом виде:

$$\Psi_{d} = x_{aBd} i_{B} + (x_{d} - x'_{d}) i'_{d} + x'_{d} i_{d} = E'_{d} + x'_{d} i_{d}, \qquad (44-12)$$

гдеэ. д. с. $E'_d = x_{aBd} i_B + (x_d - x'_d) i_d$; она называется э. д. с. за переходным сопротивлением.

Для того чтобы понять целесообразность введения э. д. с. E'_d , преобразуем ее выражение с помощью (42-100):

$$E'_{d} = x_{aBd}i_{B} + \frac{x^{2}_{aBd}}{x_{B}}i_{d} = \frac{x_{aBd}}{x_{B}}(x_{aBd}i_{d} + x_{B}i_{B}) = \frac{x_{aBd}}{x_{B}}\Psi_{B}.$$
 (44-13)

Таким образом, э. д. с. E'_{d} пропорциональна потокосцеплению обмотки возбуждения машины. Поскольку эта обмотка обычно имеет более или менее значительную постоянную времени, потокосцепление $\Psi_{\rm B}$ в переходном процессе изменяется медленно.

Для кратковременных переходных процессов можно считать обмотку возбуждения сверхпроводящим контуром, тогда $\Psi_{\rm B} = {\rm const}$, а следовательно, остается постоянной и э. д. с. E_d . В этом и состоит удобство введения э. д. с. за переходным сопротивлением.

Из приведенных соотношений для Ψ_d , Ψ_q продольный и поперечный токи статора определяются в виде:

$$i_d = \frac{\Psi_d - e_0}{x_d} = \frac{\Psi_d - E'_d}{x'_d}, \quad i_q = \frac{\Psi_q}{x_q},$$

где $e_0 = x_{aBd} i_B - 3$. д. с. в статоре, индуктируемая потоком возбуждения. Подставив эти токи, а также потокосцепления Ψ_d , Ψ_q из уравнений (44-11) в общее выражение электромагнитного момента, получим:

$$M_{\Theta M} = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d = \frac{Ue_0}{x_d} \sin \theta + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta =$$
$$= \frac{UE'_d}{x'_d} \sin \theta + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x'_d} \right) \sin 2\theta. \tag{44-14}$$

Таким образом, при сделанных допущениях электромагнитный момент определяется двумя идентичными выражениями. Первое из них внешне ничем не отличается от выражения момента в установившемся режиме. Однако в рассматриваемом случае э. д. с. от потока возбуждения e_0 не остается постоянной, а изменяется при изменении угла θ в переходном процессе ($i_{\rm B}$ = var). По этой причине первая форма записи момента $M_{\rm 3M}$ неудобна.

Практическое значение имеет второе выражение в (44-14), содержащее э. д. с. за переходным сопротивлением. У машин, обладающих малым значением активного сопротивления обмотки возбуждения (большой T'_d), в кратковременном переходном процессе э. д. с. E'_d фактически остается неизменной, и тогда выражение для момента содержит только одну перемен- 4.0 ную — угол 8.

На рис. 44-3 представлена зависимость электромагнитного момента от угла θ для установившегося режима при постоянной э. д. с. $E_0 = 1,0$ ($i_{\rm B} = i_{\rm B0} =$ $= {\rm const}$) и в переходном режиме при постоянстве $E'_d = 1,0$ [формула (44-14)]. В обоих случаях принято U = 1,0. Машина имеет следующие параметры: $x_d =$ $= 1,0; x_q = 0,6; x'_d = 0,3.$



Рис. 44-3. Электромагнитный момент в функции угла θ.

Из рисунка видно, что в переходном процессе электромагнитный момент ока-

1 — при $E_0 = \text{const}$; 2 — при $E'_d = \text{const}$.

зывается больше, чем в установившемся режиме. Это увеличение момента достигается за счет дополнительного тока в обмотке возбуждения.

§ 44-4. Движение ротора синхронной машины при малом возмущении режима

Установим характер движения ротора синхронной машины в том случае, когда возмущение установившегося режима приводит к малым отклонениям всех величин, характеризующих режим (токов, потокосцеплений, скорости и т. д.).

Рассмотрим синхронную машину без демпферной обмотки, работающую через сопротивления $x_{\rm BH}, r_{\rm BH}$ на сеть бесконечной мощности. Допустим, что

момент механических сил на валу машины получил малое, постоянное по величине приращение ΔM , что вызывает возмущение нормального режима работы, характеризуемого точкой 1 на графике угловой характеристики $M_{\rm 2M} = f(\theta)$ (рис. 44-4). Новому значению момента механических сил на угловой характеристике соответствует точка 2, в которой электромагнитный момент $M_{\rm 2M0}$ равен $M_{\rm 2M,H} + \Delta M$, а угол $\theta = \theta_0$.

Если переходный процесс, возникающий вслед за возмущением исходного режима, заканчивается новым установившимся режимом, то последний характеризуется именно указанной выше точкой 2.



Рис. 44-4. Угловая характеристика синхронной машины для установившихся режимов работы.

Будем определять малые отклонения переменных Δy по отношения к значениям переменных y_0 в установившемся режиме, соответствующея точке 2 угловой характеристики:

$$\Delta \theta = \theta - \theta_0, \quad \Delta M_{2M} = M_{2M} - M_{2M0}$$
 и т. д.

В этом случае начальные значения отклонений переменных $\Delta y_{\tau=0}$ н равны нулю, а определяются разностью значений переменных y в устано вившихся режимах, характеризуемых точками 1 и 2 угловой характери стики.

Пренебрежем влиянием активного сопротивления цепи статора ($r + r_{\rm BH} = 0$), а также переходными процессами в этой цепи. При этом уравнения напряжения цепи статора, как было показано в § 44-2, стано вятся вместо дифференциальных алгебраическими. Подставляя переменные в (44-11) в виде:

$$u_d = u_{d0} + \Delta u_d, \quad u_q = u_{q0} + \Delta u_q, \quad \Psi_d = \Psi_{d0} + \Delta \Psi_d, \quad \Psi_q = \Psi_{q0} + \Delta \Psi_q,$$

и исключая величины установившегося режима, будем иметь:

$$\Delta \boldsymbol{u}_d = - \Delta \boldsymbol{\Psi}_q, \quad \Delta \boldsymbol{u}_q = \Delta \boldsymbol{\Psi}_d. \tag{44-15}$$

При этом

$$\Delta u_d = u_d - u_{d0} = -U\sin\theta + U\sin\theta_0 = -U[\sin(\theta + \Delta\theta) - \sin\theta_0] \approx -(U\cos\theta_0)\Delta\theta = -u_{g0}\Delta\theta, \quad (44-16)$$

$$\Delta u_q = u_q - u_{q0} = U\cos\theta - U\cos\theta_0 =$$

= $U[\cos(\theta_0 + \Delta\theta) - \cos\theta_0] \approx -(U\sin\theta_0)\Delta\theta = u_{d0}\Delta\theta.$ (44-17)

В последних выражениях ввиду малости угла $\Delta \theta$ принято:

 $\cos \Delta \theta \approx 1,0, \quad \sin \Delta \theta \approx \Delta \theta.$

Подставляя (44-16), (44-17) в (44-15), получаем уравнения напряже ния обмоток статора в виде:

$$\Delta \Psi_d = \boldsymbol{u}_{d0} \Delta \boldsymbol{\theta}, \qquad (44-18)$$

$$\Delta \Psi_{q} = u_{a0} \Delta \theta. \tag{44-19}$$

Преобразуем далее уравнение напряжения обмотки возбуждения (42-90). Приращения потокосцеплений $\Delta \Psi_d$, $\Delta \Psi_B$ в машине без демпферной обмотки равны [ср. с (42-93), (42-94)]:

$$\Delta \Psi_d = x_d \Delta i_d + x_{aBd} \Delta i_B, \quad \Delta \Psi_B = x_{aBd} \Delta i_d + x_B \Delta i_B,$$

откуда с учетом (42-102)

$$\Delta i_{\mathbf{r}} = \frac{\Delta \Psi_{\mathbf{B}} \mathbf{x}_d - \Delta \Psi_d \mathbf{x}_{aBd}}{\mathbf{x}_{\mathbf{B}} \mathbf{x}_d - \mathbf{x}_{aBd}^2} = \frac{\Delta \Psi_{\mathbf{B}}}{\mathbf{x}_{\mathbf{B}}} - \Delta \Psi_d \frac{\mathbf{x}_{aBd}}{\mathbf{x}_{\mathbf{B}}' \mathbf{x}_d} \,. \tag{44-20}$$

Подставив в (44-20) потокосцепление $\Delta \Psi_d$ из (44-18), а ток $\Delta i_{\rm B}$ в (42-90), получим уравнение напряжения обмотки возбуждения в виде:

$$\Delta u_{\rm B} = \frac{d\Delta \Psi_{\rm B}}{d\tau} + \frac{\Delta \Psi_{\rm B}}{T_d'} - \frac{x_{aBd} u_{d0}}{x_d T_d'} \Delta \theta, \qquad (44-21)$$

где $T'_d = x'_{\rm b}/r_{\rm b}$ — постоянная времени обмотки возбуждения при короткозамкнутом статоре (§ 43-3, в).

При отсутствии регулирования возбуждения $\Delta u_{\rm B} = 0$. Обычно на синхронных машинах средней и большой мощности применяется автоматическое регулирование возбуждения. Пусть имеется безынерционное регулирование по отклонению угла $\Delta \theta$ и первым двум его производным; тогда

$$\Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{B}} = k_0 \Delta \theta + k_1 \, \frac{d\Delta \theta}{d\tau} + k_2 \frac{d^2 \Delta \theta}{d\tau^2} \,. \tag{44-22}$$

Наконец, обратимся к уравнению моментов машины (42-80). Исключая в нем величины установившегося режима и принимая во внимание, что $\Delta s = s$, так как $s_0 = 0$, получаем:

$$-H_j \frac{ds}{d\tau} + \Delta M_{\Im M} = 0, \qquad (44-23)$$

где

$$\Delta M_{\scriptscriptstyle \mathrm{PM}} = M_{\scriptscriptstyle \mathrm{PM}} - M_{\scriptscriptstyle \mathrm{PM0}} = (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) - (\Psi_{d0} i_{q0} - \Psi_{q0} i_{d0}).$$

Для рассматриваемых здесь условий электромагнитный момент $M_{_{\rm ЭМ}}$ можно определять по формуле (44-14), из которой следует, что $M_{_{\rm ЭМ}}$ является функцией только двух переменных: E'_d и в или, если учесть (44-13), — функцией $\Psi_{_{\rm B}}$ и в. Поэтому приращение момента в общем виде равно

$$\Delta M_{\partial M} = \left(\frac{\partial M_{\partial M}}{\partial \Psi_{B}}\right)_{\theta = \theta_{0}} \Delta \Psi_{B} + \left(\frac{\partial M_{\partial M}}{\partial \theta}\right)_{\Psi_{B} = \Psi_{B0}} \Delta \theta, \qquad (44-24)$$

где подстрочные индексы у частных производных показывают, при каких условиях их следует вычислять.

Производная $\partial M_{_{ЭМ}}/\partial \theta$ при постоянстве потокосцепления $\Psi_{_{B}}$, а следовательно, при постоянстве э. д. с. E'_d , равной E'_{d_0} , получается из (44-14) в виде:

$$\left(\frac{\partial M_{\partial M}}{\partial \theta}\right)_{\Psi_{\rm B}} = \Psi_{\rm B0} = \frac{E_{d0}^{\prime}U}{x_{d}^{\prime}}\cos\theta_{0} + U^{2}\left(\frac{1}{x_{q}} - \frac{1}{x_{d}^{\prime}}\right)\cos2\theta_{0}. \tag{44-25}$$

Эта производная обозначается для простоты символом M'_s и называется коэффициентом синхронизирующего момента.

Другая производная от момента в (44-24) вычисляется с помощью (44-13), (44-14) и равна

$$\left(\frac{\partial M_{\mathfrak{PM}}}{\partial \Psi_{\mathbf{B}}}\right)_{\theta = \theta_{\mathbf{0}}} = \frac{x_{aBd} U}{x_{B} x_{d}'} \sin \theta_{\mathbf{0}}.$$
(44-26)

Выразим скольжение машины s, входящее в (44-23), через угол нагрузки θ . Поскольку скорость оси q машины равна в относительных единицах 1 — s, а скорость вращения изображающего вектора U равна единице, то угол

$$\theta = \int_{0}^{\tau} \left[(1-s) - 1 \right] d\tau = -\int_{0}^{\tau} s \, d\tau.$$

Из этого выражения следуют соотношения:

$$\frac{d^{\theta}}{d\tau} = \frac{d\Delta\theta}{d\tau} = -s, \quad \frac{d^{2}\theta}{d\tau^{2}} = \frac{d^{2}\Delta\theta}{d\tau^{2}} = -\frac{ds}{d\tau}.$$
(44-27)

Таким образом, уравнение моментов (44-23) с учетом (44-24), (44-27) принимает окончательный вид:

$$H_{j}\frac{d^{2}\Delta\theta}{d\tau^{2}} + \frac{\partial M_{2M}}{\partial \Psi_{B}}\Delta\Psi_{B} + M_{s}\Delta\theta = 0.$$
(44-28)

(У производной $\partial M_{\rm PM}/\partial \Psi_{\rm B}$ опущен подстрочный индекс).

Рассмотрим сначала зависимость $\Delta \theta = f(\tau)$ при пренебрежении влиянием активного сопротивления обмотки возбуждения и отсутствии регулирования возбуждения, которая находится весьма просто. В этом случае ($\Delta u_{\rm B} = 0$; $r_{\rm B} = 0$) обмотка возбуждения представляет короткозамкнутый сверхпроводящий контур, который сохраняет свое потокосцепление неизменным, в силу чего $\Delta \Psi_{\rm B} = 0$. Приращение электромагнитного момента $\Delta M_{\rm 3M}$ для этих условий должно происходить только за счет изменения угла $\Delta \theta$, так как э. д. с. $E'_{\rm d} = {\rm const.}$

Из выражения (44-14) или непосредственно из (44-24) следует, что

$$\Delta M_{\rm am} = M_s' \Delta \theta.$$

Поэтому уравнение моментов (44-28) для рассматриваемого случая получается более простым, а именно

$$\frac{d^2\Delta\theta}{d\tau^2} + \frac{M'_s}{H_j}\Delta\theta = 0.$$
(44-29)

При начальных условиях $\Delta \theta_0 = \theta_H - \theta_0$ (рис. 44-4) и $(d\Delta \theta/d\tau)_0 = 0$ решение уравнения (44-29) имеет вид:

$$\Delta \theta = (\theta_{\rm H} - \theta_0) \cos h\tau, \qquad (44-30)$$

где относительная величина частоты колебаний угла $h = \sqrt{M_s/H_i}$.

Таким образом, при $\Delta u_{\rm B} = 0$, $r_{\rm B} = 0$ малое возмущение установившегося режима приводит к возникновению незатухающих колебаний угла нагрузки машины.

При практически встречающихся значениях параметров частота колебаний $h \approx 0.01 \div 0.03 \ (0.5 \div 1.5 \ eq)$. Для данной машины (H_j задано) она несколько изменяется с нагрузкой, так как последняя определяет величину угла θ_a и, следовательно, величину M'_s .

Следует иметь в виду, что колебания угла $\Delta \theta$ порождают соответствующие колебания в токах и мощности синхронной машины.

Определим далее искомую зависимость $\Delta \theta = f(\tau)$ при $\Delta u_{\rm B} \neq 0$, $r_{\rm B} \neq 0$. Для этого следует воспользоваться двумя уравнениями (44-21) и (44-28), из которых нужно исключить переменную $\Delta \Psi_{\rm B}$. С этой целью потокосцепление $\Delta \Psi_{\rm B}$ из выражения (44-21), в котором предварительно величина $\Delta u_{\rm B}$ должна быть заменена (44-22), подставим в (44-28), в результате чего получим:

$$H_{j}\frac{d^{2}\Delta\theta}{d\tau^{2}} + M_{s}\Delta\theta + \frac{\partial M_{\partial \mathbf{M}}}{\partial \Psi_{\mathbf{B}}}T_{d}'\left[\left(k_{0} + \frac{x_{aBd}u_{d0}}{x_{d}T_{d}'}\right)\Delta\theta + k_{1}\frac{d\Delta\theta}{d\tau} + k_{2}\frac{d^{2}\Delta\theta}{d\tau^{2}} - \frac{d\Delta\Psi_{\mathbf{B}}}{d\tau}\right] = 0. \quad (44-31)$$

Дифференцируя (44-28), находим:

$$H_{j}\frac{d^{3}\Delta\theta}{d\tau^{3}}+\frac{\partial M_{\partial M}}{\partial\Psi_{B}}\cdot\frac{d\Delta\Psi_{B}}{d\tau}+M_{s}^{\prime}\frac{d\Delta\theta}{d\tau}=0.$$

Определяя из последнего соотношения величину $\frac{\partial M_{\rm PM}}{\partial \Psi_{\rm B}} \cdot \frac{d\Delta \Psi_{\rm B}}{d\tau}$ и подставляя ее в (44-31), получаем дифференциальное уравнение, содержащее только одну переменную — $\Delta \theta$:

$$\frac{d^3\Delta\theta}{d\tau^3} + a_1 \frac{d^2\Delta\theta}{d\tau^2} + a_2 \frac{d\Delta\theta}{d\tau} + a_3\Delta\theta = 0, \qquad (44-32)$$

где

$$\begin{split} a_1 &= \frac{1}{T_d'} + \frac{k_2}{H_j} \cdot \frac{\partial M_{\partial \mathbf{M}}}{\partial \Psi_{\mathbf{B}}} , \quad a_2 &= \frac{1}{H_j} \left(M_{\mathbf{s}}' + k_1 \frac{\partial M_{\partial \mathbf{M}}}{\partial \Psi_{\mathbf{B}}} \right), \\ a_3 &= \frac{1}{H_j} \left[\left(k_0 + \frac{x_{aBd} u_{d0}}{x_d T_d'} \right) \frac{\partial M_{\partial \mathbf{M}}}{\partial \Psi_{\mathbf{B}}} + \frac{M_s'}{T_d'} \right]. \end{split}$$

Ниже показывается, что выражение для коэффициента a_3 может быть приведено к виду: $a_3 = M_{sp}/H_jT'_d$, где M_{sp} представляет производную от электромагнитного момента M_{3M} по углу θ , определенную по зависимости $M_{3M} = f(\theta)$, соответствующей установившимся режимам работы машины (статическая угловая характеристика), и вычисленную для $\theta = \theta_0$. Следует заметить, что если возбуждение машины регулируется в соответствии с (44-22), то в установившихся режимах при различных углах θ ток возбуждения $i_{\rm B}$ (а вместе с ним э. д. с. E_0) не остается одинаковым. В установившихся режимах $d\Delta \theta / d\tau = d^2 \Delta \theta / d\tau^2 = 0$; поэтому если угол θ в двух таких режимах различается на $\Delta \theta$, то приращение э. д. с. E_0 при переходе от одного из них к другому (ΔE_0) составляет:

$$\Delta E_{0} = x_{aBd} \Delta i_{B} = x_{aBd} \frac{\Delta u_{B}}{r_{B}} = x_{aBd} \frac{k_{0} \Delta \theta}{r_{B}} = \frac{x_{aBd}}{x_{B}} T_{d0} k_{0} \Delta \theta,$$
$$\frac{\Delta E_{0}}{\Delta \theta} = \frac{dE_{0}}{d\theta} = \frac{x_{aBd}}{x_{B}} T_{d0} k_{0}.$$
(44-33)

откуда

Производная $(dM_{\rm PM}/d\theta)_{\theta=\theta_0}$, определенная по статической угловой характеристике $M_{\rm PM}=f(\theta)$ с учетом зависимости E_0 от угла θ , равна (см. также § 27-4, б):

$$M_{\rm sp} = \left(\frac{dM_{\rm 2M}}{d\theta}\right)_{\theta = \theta_0} = \frac{UE_0}{x_d} \cos\theta_0 + U^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right) \cos 2\theta_0 + \frac{U\sin\theta_0}{x_d} \cdot \frac{dE_0}{d\theta}.$$
(44-34)

Здесь сумма первых двух членов $M_s = \frac{UE_0}{x_d} \cos \theta_0 + U^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right) \cos 2\theta_0$ является производной от электромагнитного момента по углу θ , определенной при постоянстве тока возбуждения ($E_0 = \text{const}$). Величина M_s есть не что иное, как коэффициент синхронизирующего момента (§ 25-3, в), найденный по статической угловой характеристике, рассчитываемой при постоянстве тока возбуждения.

Третье слагаемое в (44-34) обозначим ΔM_{sn} ; оно с учетом (44-33) равно

$$\Delta M_{\rm sp} = \frac{U\sin\theta_0}{x_d} \cdot \frac{x_{\rm aBd}}{x_{\rm B}} T_{d0} k_0 = k_0 T'_d \frac{x_{\rm aBd}}{x_{\rm B} x'_d} U\sin\theta_0 = k_0 T'_d \frac{\partial M_{\rm BM}}{\partial \Psi_{\rm B}} \,.$$

Таким образом,

$$M_{\rm sp} = M_{\rm s} + \Delta M_{\rm sp}. \tag{44-35}$$

Приведенное выше краткое выражение для *а*₃ получается на основе следующих соотношений.

Из (44-12) для угла $\theta = \theta_0$ находим:

$$E_{d_0} = \Psi_{d_0} - x_d i_{d_0}.$$

Кроме того, $E_0 = \Psi_{d0} - x_d i_{d0}$. Из этих выражений э. д. с. за переходным сопротивлением получается в виде:

$$E_{d0}' = \Psi_{d0} \left(1 - \frac{x_d'}{x_d} \right) + \frac{x_d'}{x_d} E_0 = \left(1 - \frac{x_d'}{x_d} \right) U \cos \theta_0 + \frac{x_d'}{x_d} E_0.$$
(44-36)

Подстановка э. д. с. E'_{d0} из (44-36) в (44-25) приводит выражение для M'_s к виду:

$$M'_{s} = \frac{E_{0}U}{x_{d}}\cos\theta_{0} + U^{2}\left(\frac{1}{x_{q}} - \frac{1}{x_{d}'}\right)\cos 2\theta_{0} + \left(\frac{1}{x_{d}'} - \frac{1}{x_{d}}\right)U^{2}\cos^{2}\theta_{0}.$$
 (44-37)

На основании (44-26) и (42-100)

$$\frac{x_{aBd}u_{d0}}{x_d} \cdot \frac{\partial M_{\partial M}}{\partial \Psi_B} = -\frac{x_{aBd}^2 U^2 \sin^2 \theta_0'}{x_d x_B x_d'} = -\left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d}\right) U^2 \sin^2 \theta_0. \quad (44-38)$$

Подставив (44-37), (44-38) в первоначальное выражение для а₃, найдем:

$$a_3 = \frac{1}{H_j T_d'} \left(T_d' k_0 \frac{\partial M_{\partial M}}{\partial \Psi_{\rm B}} + \frac{x_{a {\rm B} d}}{x_d} u_{d0} \frac{\partial M_{\partial {\rm M}}}{\partial \Psi_{\rm B}} + M_s' \right) = \frac{1}{H_j T_d'} \left(\Delta M_{\rm sp} + M_s \right) = \frac{M_{\rm sp}}{H_j T_d'}.$$

Для определения зависимости $\Delta \theta = f(\tau)$ вычислим прежде всего корни характеристического уравнения

$$p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3 = 0. (44-39)$$

Пусть коэффициенты регулирования возбуждения k_0 , k_1 , k_2 выбираются по величине такими, что порядок коэффициентов характеристического уравнения a_1 , a_2 , a_3 не изменяется по сравнению со случаем нерегулируемой машины, когда $a_1 = 1/T'_d$, $a_2 = M'_s/H_j$, $a_3 = M_s/H_jT'_d$.

При $r_{\rm B} = 0$ ($T'_{d} = \infty$) и отсутствии регулирования возбуждения машины характеристическое уравнение (44-39) становится квадратным и корни его равны $\pm j \sqrt{a_2} = \pm jh$. Выше этот случай незатухающих колебаний угла $\Delta \theta$ с частотой h уже рассматривался.

Наличие сопротивления обмотки возбуждения, а также регулирования машины обусловливает появление третьего (вещественного) корня и приводит к некоторому изменению двух сопряженных комплексных корней, так что общий вид корней (44-39) таков: $p_1 = \alpha$, $p_{2,3} = \beta + jh^*$.

Поскольку в (44-39) $a_1 \ll 1,0, a_2 \ll 1,0$ и эти коэффициенты имеют примерно одинаковый порядок, а $a_3/a_2 \ll 1,0$, то с большой точностью вещественный корень p_1 определяется из уравнения $a_2p + a_3 = 0$, откуда

$$p_1 = \alpha = -\frac{a_3}{a_2} \,. \tag{44-40}$$

Согласно теореме Виэта, дающей связь между корнями уравнения и его коэффициентами, имеем:

$$p_1 + p_2 + p_3 = \alpha + 2\beta = -a_1, \quad p_1 p_2 p_3 = \alpha (\beta^2 + h^{*2}) = -a_3.$$

Из этих выражений находим:

$$\beta = -\frac{(a_1 + \alpha)}{2} = -\frac{a_1 a_2 - a_3}{2a_2}, \qquad (44-41)$$

$$h^* = \sqrt{a_2 - \left(\frac{a_1 a_2 - a_3}{2a_2}\right)^2} \approx \sqrt{a_2} = h.$$
(44-42)

Таким образом, изменение угла Δθ, определяемое из уравнения (44-32) будет иметь вид:

$$\Delta \theta = A_1 \varepsilon^{\alpha \tau} + (A_2 \cos h\tau + A_3 \sin h\tau) \varepsilon^{\beta \tau}. \tag{44-43}$$

Постоянные A_1 , A_2 , A_3 в (44-43) находятся из начальных условий При $\tau = 0$ имеем: $\Delta \theta = \Delta \theta_0 = \theta_H - \theta_0$, $d\Delta \theta / d\tau = (d\Delta \theta / d\tau)_0 = 0$, и и (44-23), (44-27)

$$\frac{d^2\Delta\theta}{d\tau^2} = \left(\frac{d^2\Delta\theta}{d\tau^2}\right)_0 = \Delta\theta_0'' = \frac{\Delta M}{H_j} = \frac{-(\Delta M_{\partial M})_0}{H_j},$$

где $(\Delta M_{2M})_0 = M_{2M,H} - M_{2M0};$ $M_{2M,H}, M_{2M0}$ — значения электромагнит ного момента в установившихся режимах с мало отличающимися углами $\theta_{\rm H}$ и θ_0 (рис. 44-4). В соответствии с (44-34) $(\Delta M_{2M})_0 = M_{\rm sp} (\theta_{\rm H} - \theta_0) =$ $= M_{\rm sp} \Delta \theta_0$. Из приведенных соотношений следует, что: 1) угловое уско рение $\Delta \theta_0^{\prime}$ пропорционально начальному отклонению угла $\Delta \theta_0$, т. е $\Delta \theta_0^{\prime} = -\frac{M_{\rm sp}}{H_j} \Delta \theta_0$; 2) начальное отклонение угла определяется величином изменения момента механических сил: $\Delta \theta_0 = -\Delta M/M_{\rm sp}$.

Опуская выкладки при вычислении постоянных A_1 , A_2 , A_3 , даем окон чательный результат:

$$\begin{split} A_{1} &= \frac{\Delta \theta_{..}^{"} + \Delta \theta_{0} \left(\beta^{2} + h^{2}\right)}{(\alpha - \beta)^{2} + h^{2}} = A_{1}^{'} \Delta \theta_{0}, \quad A_{1}^{'} &= \frac{\beta^{2} + h^{2} - \frac{M_{SD}}{H_{j}}}{(\alpha - \beta)^{2} + h^{2}}; \\ A_{2} &= \Delta \theta_{0} - A_{1} = A_{2}^{'} \Delta \theta_{0}, \qquad A_{2}^{'} &= 1 - A_{1}^{'}; \\ A_{3} &= -\frac{A_{1} \alpha + A_{2} \beta}{h} = A_{3}^{'} \Delta \theta_{0}, \qquad A_{3}^{'} &= -\frac{A_{1}^{'} \alpha + A_{2}^{'} \beta}{h}. \end{split}$$

Как видно из (44-43), угол $\Delta \theta$ содержит две составляющие: 1) монотонно меняющуюся, 2) гармоническую частоты *h*. Обе эти составляющие в зависимости от знака показателей экспонент α и β будут либо со временем затухать до нуля ($\alpha < 0$, $\beta < 0$), либо неограниченно увеличиваться ($\alpha > 0$, $\beta > 0$).

Правда, в последнем случае выражение (44-43) справедливо лишь до тен пор, пока $\Delta\theta$ остается достаточно малым, однако характер нарастания Δ не меняется, по крайней мере в отношении монотонной составляющей, н в последующие моменты времени, когда $\Delta\theta$ перестает быть малым.



Рис. 44-5. Характер изменения угла θ во времени при статической неустойчивости типа сползания (a) и самораскачивания (б).

До тех пор, пока $\alpha < 0$, $\beta < 0$, синхронная машина работает при незначительных возмущениях устойчиво, сколь угодно длительно сохраняя заданный режим работы.

Если α > 0, либо β > 0, заданный режим оказывается статически неустойчивым. Следовательно, граница статической устойчивости машины определяется из условий:

$$\alpha = 0, \quad \beta = 0.$$

Отметим, что неустойчивость, наступающая при $\alpha \approx 0$, сопровождается только монотонным изменением угла θ ; машина теряет синхронизм без колебаний. В самом деле, $\alpha = 0$, если $a_3 = 0$, т. е. $M_{sp} = 0$. Но при этом $A'_1 = 1,0, A'_2 = A'_3 = 0$ и $A_2 = A_3 = 0$ и в отклонении угла $\Delta \theta$ гармоническая составляющая отсутствует. Неустойчивость такого рода иногда называют с п о л з а н и е м. Характер подобного нарушения статической устойчивости можно видеть на рис. 44-5, а. Колебания угла θ в этом случае все-таки появляются, но при таких его значениях, когда отклонение $\theta - \theta_0$ перестает быть малым и закон изменения угла описывается нелинейной системой уравнений машины.

Неустойчивость, которая могла бы наступить при $\beta > 0$, когда отклонение угла содержит гармоническую составляющую, называют с а мораскачивание м (рис. 44-5, б).

Потеря устойчивости в результате сползания происходит при $M_{sp} < 0$. Если возбуждение машины не регулируется, то $M_{sp} = M_s$ и граница устойчивости соответствует $M_s = 0$, т. е. максимуму на статической угловой характеристике $M_{\rm PM} = f(\theta)$ при $E_0 = {\rm const.}$ Следовательно, предельный угол $\theta_{\rm up}$, например, для неявнополюсных машин равен 90°. Регулирование возбуждения по отклонению угла увеличивает предельный по устойчивости угол $\theta_{\rm up}$, так как $M_{\rm sp} = 0$ наступает при большем угле θ , чем в случае $M_s = 0$ [см. (44-34), (44-35)]. Попутно отметим, что регулиро вание возбуждения по первой и второй производным угла θ не оказывае влияния на величину $\theta_{\rm np}$, при которой возникает неустойчивость тип «сползания», так как соответствующие коэффициенты регулирования k и k_2 не входят в выражение для a_3 .

Самораскачивание машины при отсутствии регулирования возбуждения возникнуть не может. (Напомним, что рассмотрение производится при равенстве нулю активного сопротивления цепей статора машины.) В са мом деле, для этого случая, как следует из (44-41):

$$\beta = -\frac{1}{2T'_d} \cdot \frac{M'_s - M_s}{M'_s}.$$

Используя (44-37), нетрудно найти:

$$M_s' - M_s = \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d}\right) U^2 \sin^2\theta_0.$$

Из этого выражения видно, что $M'_s - M_s > 0$ при любом значении угла θ_0 Очевидно также, что $M'_s > 0$ для всех θ_0 , вплоть до угла $\theta_{\rm пр}$, соответст вующего границе неустойчивости по сползанию, когда $M_s = 0$; поэтом для указанных углов θ_0 значения $\beta < 0$.

Из выражения для β (44-41) можно видеть, что регулирование возбуж дения по углу ($k_0 \neq 0$) приводит к уменьшению β и соответствующее уве личение k_0 может вызвать самораскачивание машины. Напротив, введе ние в закон регулирования первой и второй производных угла θ способ ствует успокоению колебаний ротора машины, так как при $k_1 > 0$, $k_2 > 0$ отрицательный коэффициент β увеличивается по абсолютному значению

На рис. 44-6 показано изменение угла $\Delta \theta$ во времени, построенное по (44-43). Из рисунка видно влияние регулирования возбуждения на харак тер движения ротора при малом возмущении установившегося режима.

Изложенные выше результаты получены в предположении, что ма шина не имеет демпферной обмотки и активное сопротивление цепи статора равно нулю.

Наличие демпферной обмотки не оказывает влияния на неустойчивост типа «сползания». Вместе с тем, такая обмотка весьма эффективно успокаи вает колебания ротора машины.

Активное сопротивление цепи статора способствует возникновения самораскачивания, особенно в режиме малых нагрузок генератора (θ_0 – мало) и при перевозбуждении машины. Однако практически самораскачи вание может появиться лишь при значительной величине сопротивления и в машине без демпферной обмотки.

. Заканчивая рассмотрение вопроса о движении ротора синхронной машины при малом возмущении режима, следует отметить, что задача ис



Рис. 44-6. Изменение угла $\Delta \theta$ во времени при малом возмущении момента на валу машины.

Параметры: $x_d = 1,2$: $x'_d = 0,7$: $T_{d0} = 5$ cer; $H_j = 5$ cer; $\theta_0 = 45^\circ$: $E_0 = 1,2$: U = 1,0. $1 - k_0 = k_1 = k_2 = 0$, $2 - k_0 = 3,8 \cdot 10^{-4}$, $k_1 = k_2 = 0$; $3 - k_0 = 3,8 \cdot 10^{-4}$; $k_1 = 0,7$; $k_2 = 7,0$.

следования статической устойчивости режима не требует определения корней характеристического уравнения машины. Достаточно иметь лишь сведения о знаках вещественных корней и вещественной части комплексных корней: если все они отрицательны, режим статически устойчив.

Эта более ограниченная задача может решаться различными методами, в частности с помощью так называемых определителей Гурвица, составленных специальным способом из коэффициентов характеристического уравнения. Последнее не будет иметь положительных корней, если все определители Гурвица положительны. Так, для уравнения (44-39) третьей степени указанные условия принимают вид:

$$a_1 > 0$$
, $a_1 a_2 - a_3 > 0$, $a_3 > 0$.

Нетрудно видеть, что при этом должно быть выполнено неравенств $a_2 > 0$. Сопоставление выражений (44-40), (44-41) с приведенными здес критериями показывает, что последние идентичны условиям $\alpha < 0$, $\beta < 0$

§ 44-5. Динамическая устойчивость синхронной машины

Способность синхронной машины сохранять движение ротора с син хронной скоростью при значительных возмущениях режима называетс динамической устойчивостью. Очевидно, характер про текания возникающего при этом процесса зависит не только от исходног режима машины, но и от вида возмущения.

Простейшее возмущение — это однократное внезапное изменение ка кого-либо параметра, остающегося в дальнейшем неизменным. Так напри мер, отключение участка линии передачи между генератором и приемног системой обусловливает скачкообразное изменение индуктивности цепл статора от одного постоянного значения до другого.

Скачкообразное изменение параметра может быть и многократным Например, при внезапном коротком замыкании на линии передачи насту пает первое изменение параметров цепи статора генератора, при после дующем отключении поврежденного участка линии передачи параметри цепи снова изменяются скачком, принимая новые значения, отличные о тех, которые были в исходном режиме и которые будут определять новый нормальный режим, если он возможен.

Исследование динамической устойчивости синхронной машины со стоит не только в проверке сохранения машиной синхронизма для задан ного динамического нарушения, но также в определении предельно допу стимого возмущения, соответствующего границе динамической устойчи вости. Это дает возможность оценить запас по динамической устойчивости при данном виде возмущения.

Наиболее простым методом исследования динамической устойчивости является метод площадей. Для того чтобы понять его сущность обратимся к уравнению моментов синхронной машины (42-73), которос позволяет установить ряд полезных соотношений, характеризующих движение ротора.

Из этого уравнения прежде всего определим ускорение ротора:

$$-\frac{ds}{d\tau} = \frac{M_1 - M_{2M}}{H_j} \,. \tag{44-44}$$

Производную от скольжения *s* по времени можно представить в виде

$$-\frac{ds}{d\tau} = -\frac{ds}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{d\tau} = s\frac{ds}{d\theta}.$$
 (44-45)

Интегрируя уравнение моментов по углу и используя соотношение (44-45), а также полагая скольжение исходного режима $s_0 = 0$, получим:

$$s^{2} = \left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)^{2} = \frac{2}{H_{j}} \int_{\theta_{0}}^{\theta} (M_{1} - M_{\text{PM}}) d\theta.$$
(44-46)

Рассмотрим некоторые свойства движения ротора с помощью уравнений (44-44) и (44-46).



Рис. 44-7. Однолинейная схема работы синхронного генератора (генераторной станции) на приемную систему.

 Γ — генератор (генераторная станция); T1, T2— повышающий и понижающий трансформаторы; Л1, Л2— цепи линии передачи; ΠC — приемная система.

Предположим, что нам известна угловая характеристика $M_{\text{PM}} = f(\theta)$ после динамического нарушения режима работы машины. Тогда с помощью уравнения (44-46) можно установить, сохраняет машина устойчивость или нет. Покажем это на примере синхронного генератора, работающего через двухцепную линию передачи на приемную систему бесконечной мощности (рис. 44-7). Пусть исходный режим генератора характеризуется углом нагрузки θ_0 и моментом M_{PM0} . Момент механических сил на валу генератора M_1 в установившемся режиме равен электромагнитному моменту M_{PM0} .

Предположим, что динамическим нарушением этого режима является отключение одной цепи линии передачи и что угловая характеристика машины $M_{9M} = f(\theta)$ в переходном процессе представляется кривой 2-3-4-5-6-7, изображенной на рис. 44-8. Допустим также, что в течение рассматриваемого процесса момент M_1 остается постоянным (первичный двигатель генератора не

регулируется).

В первый момент после динамического нарушения электромагнитный момент согласно кривым рис. 44-8 становится меньше момента M_1 , и их разность $M_1 - M_{\text{эм}}$ (избыточный момент), выражаемая отрезком 1—2, сообщает ротору машины ускорение, которое определяется уравнением (44-44). Ротор начинает вращаться со скоростью, превышающей синхронную, и угол () возрастает от своего начального значения θ_0 . В



Рис. 44-8. Угловая характеристика машины при динамическом нарушении режима. Исходный режим динамически устойчив.

точке 3, где имеет место равенство моментов $M_1 = M_{\text{ом}}$, ускорение стано вится равным нулю, но ротор продолжает вращаться со скоростью больше синхронной, и угол θ будет увеличиваться дальше.

На участке кривой 2—3 избыточный момент положителен и совершае работу, идущую на увеличение кинетической энергии ротора. После того как оказывается пройденной точка 3, избыточный момент становится отрицательным, и соответствующая работа совершается уже за счет кине тической энергии ротора, накопленной на участке 2—3.

На участке 3-4 кривой $M_{\rm 2M} = f(\theta)$ ротор испытывает замедление (ус корение отрицательно), и когда кинетическая энергия, приобретенная ранее на участке 2-3, будет полностью израсходована, относительная скорость $d\theta/d\tau$ станет равной нулю.

Работа, совершаемая избыточным моментом в относительном движении при изменении угла θ , определяется интегралом в уравнении (44-46) Графически же этот интеграл дает площадь между кривой $M_{\rm PM} = f(\theta)$ и прямой M_1 в пределах угла от θ_0 до θ .

При движении от точки 2 к точке 3, как видно из рис. 44-8, указанная площадь возрастает, она максимальна в точке 3 (скорость $d\theta/d\tau$ максимальна), а затем уменьшается, поскольку площадь на участке 3-4 отрицательна. Поэтому точка 4, где $d\theta/d\tau = 0$, находится из условия, что площади между кривой $M_{\rm PM} = f(\theta)$ и прямой механического момента M_1 на участках 2-3 ($M_1 - M_{\rm PM} > 0$) и 3-4 ($M_1 - M_{\rm PM} < 0$) равны. Эти площади соответственно называются площ а дями ускорения и то равными равновеликими фигурами 1-2-3 и 3-4-8.

Далее происходит процесс уменьшения угла θ , так как в точке 4 угловой характеристики избыточный момент $M_1 - M_{\Im M}$ отрицателен и ротор испытывает замедление. При движении от точки 4 к точке 6 скорости $d\theta/d\tau$ становится отрицательной. На участке 4-5-6 кривой $M_{\Im M} = f(\theta)$ процесс совершается аналогично описанному выше; в точке 5 ($M_1 = M_{\Im M}$) скорость $d\theta/d\tau$ имеет максимальное отрицательное значение; в точке 6 скорость $d\theta/d\tau$ равна нулю. Положение точки 6 определяется из условия равенства площадей между угловой характеристикой и прямой M_1 на участках 4-5 и 5-6.

После нескольких колебаний ротора, затухающих под воздействием активного сопротивления его обмоток, переходный процесс завершается установлением нового нормального режима в точке 7, точке пересечения прямой M_1 и статической угловой характеристики машины для новых условий (одна цепь линии передачи отключена). На рис. 44-8 показана лишь часть этой характеристики (кривая a6).

Характер изменения угла в во времени в переходном процессе, вызванном динамическим нарушением режима, показан на рис. 44-9, а. На



Рис. 44-9. Характер изменения угла в во времени при динамическом нарушении режима синхронной мацины: а — исходный режим динамически устойчив; б — исходный режим динамически неустойчив.

рис. 44-10, а представлен характер изменения скорости dθ/dτ в зависимости от угла нагрузки θ. Исходный режим работы генератора при рассмотренном виде нарушения оказался *динамически устойчивым*.

Характер процесса существенно изменится, если предположить, что генератор имеет угловую характеристику после динамического нарушения режима работы в виде кривой 2-3-4-5, представленной на рис. 44-11. Из этого рисунка видно, что площадь ускорения 1-2-3 больше площади торможения 3-4; следовательно, в точке 4 кинетическая энергия, приобретенная ротором на участке разгона (2-3), не израсходована полностью и скорость $d\theta/d\tau$ в соответствии с уравнением (44-46) остается в этой точке больше нуля. Поэтому угол θ будет продолжать увеличиваться. Однако за точкой 4 избыточный момент $M_1 - M_{\text{эм}}$ снова становится положительным, ротор опять начнет ускоряться, и это вызовет прогрессирующее увеличение угла θ, т. е. потерю машиной синхронизма. На рис. 44-9, б и 44-10, б показан характер зависимостей $\theta = f(\tau)$ и $d\theta/d\tau = f(\theta)$ для этого случая.

Итак, теперь режим работы генератора оказался динамически неустойчивым. Можно полагать, что если в результате постоянного возмущения режима угол в



Рис. 44-10. Характер изменения относительной скорости ротора в зависимости от угла в при динамическом нарушении режима синхронной машины: *а* — исходный режим динамически устойчив; *б* — исходный режим динамически неустойчив.



Рис. 44-11. Угловая характеристика мапины при динамическом нарушении режима. Исходный режим динамически неустойчив.

возрастает от начального значения в ограниченно, т. е. если в первом колебании машина оказывается динамически устойчивой, то последующие колебания не приводят к потере устойчивости. Иными словами, при постоянном возмущении динамическая устойчивость практически может оцениваться по первому колебанию.

Следует иметь в виду, что непрерывное регулирование возбуждения синхронной машины является также возмущением режима, причем возмущением непостоянным по своей ин-

тенсивности. Поэтому при наличии регулирования динамическая устойчивость в общем случае должна рассматриваться не только в первом, но и в последующих колебаниях ротора машины.

Рассмотрение динамической устойчивости в первом колебании должно быть дополнено проверкой статической устойчивости в новом установившемся режиме.

Приведенные выше рассуждения основывались на том, что угловая характеристика машины $M_{\rm PM} = f(\theta)$ после динамического нарушения режима известна. Однако точное ее определение представляет весьма большие трудности.

Вместе с тем, если ограничиться исследованием динамической устойчивости в первом колебании, то соответствующая часть искомой угловой характеристики в первом приближении определяется достаточно просто. Поскольку время достижения углом θ своего первого максимума (θ_{m1} на рис. 44-9, *a*) обычно невелико (не превосходит 0,3-0,5 *сек*), в этой части процесса можно не считаться с затуханием апериодических токов цепи возбуждения синхронной машины. Это дает основание считать потокосцепление с обмоткой возбуждения $\Psi_{\rm B}$ примерно постоянным, а следовательно, принять постоянной э. д. с. E_d . Угловая характеристика в первом колебании (участок кривой 2-3-4 на рис. 44-8) может определяться по выражению (44-14), в котором нужно считать E'_d = const.

Оценка динамической устойчивости машины по первому колебанию производится и при многократных возмущениях, но возмущение при последующих качаниях не должно изменяться.

Рис. 44-12 иллюстрирует применение метода площадей для оценки динамической устойчивости генератора в следующих условиях. Исходный режим работы генератора через линию передачи определяется углом θ_0 и моментом $M_{\text{ЭМ0}} = M_1$ (кривая ab - cтатическая угловая характеристика в этом режиме). Первичный двигатель не регулируется, т. е. $M_1 = \text{const.}$ На линии происходит несимметричное короткое замыкание (первое возмущение), в процессе которого характеристика $M_{\text{ЭМ}} = f(\theta)$ имеет вид кривой a''b''.

Под влиянием избыточного момента $M_1 - M_{\Im M}$ ротор ускоряется на участке 2-3 и угол θ возрастает от θ_0 до θ_{K} . В этот момент участок линии с коротким замыканием отключается (второе возмущение), после чего угловая динамическая характеристика $M_{\Im M} = f(\theta)$ принимает вид кривой a'6'. На участке 5-6 ротор испытывает замедление. Мак-



Рис. 44-12. Правило площадей при двукратном динамическом возмущении синхронной машины.

симальный угол θ_{m1} в первом колебании определяется точкой 6, причем площадь торможения 4—5—6—7 равна площади ускорения 1—2—3—4. Из рисунка следует, что динамическая устойчивость в первом колебании сохраняется.

Отметим, что метод площадей распространяется также на случай работы двух синхронных машин соизмеримой мощности, но этим количеством машин исчерпывается область его применения.

Наиболее общий метод исследования динамической устойчивости это интегрирование уравнений синхронной машины при заданном характере возмущения. Поскольку эти уравнения нелинейны, то решение в общем виде получить невозможно. Численное интегрирование уравнений синхронной машины выполняется либо вручную (метод последовательных интервалов), либо с помощью цифровых математических машин.

Для исследования динамической устойчивости в настоящее время широкое применение нашли методы физического (электродинамического) и математического (аналоговые машины) моделирования.

На динамическую устойчивость синхронных машин значительное влияние оказывает регулирование их возбуждения. Ограничение угла θ в цервом колебании после динамического нарушения режима, с точки зрения метода площадей, будет тем значительнее, чем сильнее удастся сократить площадь ускорения и увеличить возможную площадь торможения на диаграмме угловых характеристик. Это можно видеть из рис. 44-13, где дано определение максимального угла в первом колебании θ_{m1} по методу площадей для двух случаев, различающихся лишь угловыми характеристиками машины в переходном режиме. Динамическое нарушение здесь



Рис. 44-13. Влияние регулирования возбуждения синхронной машины при динамическом нарушении режима.



Рис. 44-14. Характер нарастания напряжения возбуждения синхронной машины во времени при форсировании возбуждения.

 2 — системы электромашинного возбуждения с различными скоростями нарастания напряжения; 3 — система ионного возбуждения.

принято двукратным; при этом второе возмущение наступает в обоих случаях при одном и том же значении угла θ_к.

На рисунке кривые представляют угловые характеристики: $a\delta$ в исходном режиме, $a''\delta''$ — после первого возмущения, $a'\delta'$ — после второго возмущения. В одном случае площади ускорения и торможения представлены заштрихованными фигурами 1-2-3-4 и 4-5-6-7. Их равенство определяет максимальный вылет угла θ_{m1} . Во втором случае равные площади ускорения и торможения обозначены 1-2-3'-4 и 4-5'-6'-7'. Максимальный угол равен θ'_{m1} и меньше угла θ_{m1} .

Очевидно, что уменьшение угла θ_{m1} может быть достигнуто увеличением электромагнитного момента $M_{\rm 2M}$ для данного угла θ в условиях переходного режима.

Из выражения для момента (44-14) следует, что при заданных параметрах и угле θ момент $M_{\partial M}$ можно увеличить только за счет увеличения потокосцепления обмотки возбуждения $\Psi_{\rm B}$.

Определим изменение этого потокосцепления $\Delta \Psi_{\rm B}$ из уравнения напряжения цепи возбуждения синхронной машины (42-90). Пренебрегая падением напряжения в сопротивлении $r_{\rm B}$ и интегрируя уравнение (42-90), получаем:

$$\Delta \Psi_{\rm B} = \int_{0}^{\tau} \Delta u_{\rm B} \, d\tau. \tag{44-47}$$

Таким образом, в конечном итоге все определяется интегральным значением изменения напряжения возбуждения за время т.

Для обеспечения надлежащих значений $\Delta \Psi_{\rm B}$ при сильных динамических нарушениях режима возбуждение синхронной машины резко увеличивается (форсируется). На рис. 44-14 показан характер изменения напряжения $u_{\rm B}$ во времени при форсировании возбуждения применительно к возбудителям, обеспечивающим различную скорость нарастания напряжения.

Интеграл, определяющий в (44-47) изменение потокосцепления $\Delta \Psi_{\rm B}$, графически выражает площадь на графике $u_{\rm B} = f(\tau)$, как это показано штриховкой на рис. 44-14. Совершенно очевидно, что эта площадь к заданному моменту времени τ_0 будет тем больше, чем выше потолочное напряжение $U_{\rm Bm}$ по отношению к исходному $U_{\rm B0}$ и чем больше скорость нарастания напряжения при форсировании.

Если посредством форсирования возбуждения необходимо получить заметное приращение $\Delta \Psi_{\rm B}$ за достаточно малый промежуток времени (например, при внезапном коротком замыкании генератора время ее действия может составлять 0,3-0,5 сек), то система возбуждения синхронной машины должна иметь одновременно повышенное потолочное напряжение и значительную скорость нарастания напряжения (см. § 29-1).

Как следует из анализа, проведенного в § 44-4 и 44-5, синхронная машина, работающая паралелльно с сетью, представляет собой колебательную механическую систему. Исключением могут быть случаи, когда машина находится вблизи границы устойчивости. Однако обычно возмущение режима сопровождается колебательным процессом, причиной которого является зависимость электромагнитного момента синхронной машины от угла θ. Быстрому успокоению колебаний способствуют демпферная обмотка на роторе машины и соответствующим образом выполненное автоматическое регулирование возбуждения.

АСИНХРОННЫЙ РЕЖИМ СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 45-1. Общие замечания

При работе синхронной машины параллельно с сетью возможны *асин*хронные режимы, когда угол θ , характеризующий положение ротора машины относительно синхронно вращающейся оси, во времени неограниченно возрастает.

Асинхронные режимы синхронного генератора имеют место при включении машины в сеть по методу самосинхронивации, при ресинхронизации, т. е. повторной синхронизации после кратковременного асинхронного режима. В этих случаях скорость вращения ротора может отличаться от синхронной на 2—3% и более. Асинхронный режим возникает также при потере генератором возбуждения. При этом неявнополюсные генераторы с массивным ротором способны развивать значительные электромагнитные моменты при весьма малых скольжениях, измеряемых десятыми долями процента.

Для синхронных двигателей и компенсаторов важное значение имеет асинхронный режим, связанный с их пуском (асинхронный пуск).

Исследование переходных процессов, охватывающих переход от асинхронного режима со сравнительно малым скольжением к синхронному режиму, таких, как вхождение машины в синхронизм при самосинхронизации генераторов и асинхронном пуске двигателей и компенсаторов, результирующая устойчивость генераторов (возможность синхронного режима после кратковременного асинхронного хода), практически можно выполнить только методами математического или физического моделирования. Это объясняется не только сложностью дифференциальных уравнений самой синхронной машины, но и тем, что необходим учет характеристик турбин с их автоматическим регулированием, а также действия станционной и системной автоматики.

Асинхронный пуск двигателей и компенсаторов обычно можно рассматривать, пользуясь статической характеристикой $M_{\Im M} = f(s)$, т. е. характеристикой, определенной для различных значений скольжения, предполагая его каждый раз постоянным. Это допустимо в тех случаях, когда скорость протекания электромагнитного процесса в машине гораздо выше, чем скорость изменения механического процесса. При нормальных значениях инерционной постоянной машины это соотношение выполняется.

Ниже рассматриваются электромагнитный момент и ток машины в асинхронном режиме с постоянным скольжением.

§ 45-2. Токи и момент в асинхронном режиме с постоянным скольжением

При вращении ротора машины с постоянной скоростью $\Omega = \Omega_1 (1 - s)$ угол θ непрерывно возрастает и на основании (44-27) определяется выражением

$$\theta = -\int_0^\tau s \, d\tau = -s\tau + \theta_0.$$

Продольное и поперечное напряжения якоря для этих условий равны:

$$u_d = -U\sin\theta = U\sin(s\tau - \theta_0), \qquad (45-1)$$

$$\boldsymbol{u}_{a} = \boldsymbol{U}\cos\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{U}\cos\left(s\tau - \boldsymbol{\theta}_{0}\right), \tag{45-2}$$

т. е. являются гармоническими функциями частоты скольжения.

Пренебрежем при определении токов машины активным сопротивлением цепи статора, а также переходным процессом при установлении асинхронного режима с заданным постоянным скольжением. Рассматривая, таким образом, установившийся режим, нетрудно определить характер токов в цепях машины. Пусть сперва $u_{\rm B} = 0$, т. е. обмотка возбуждения замкнута накоротко. В этом случае внешними напряжениями цепей машины являются напряжения u_d , u_q , изменяющиеся во времени по гармоническому закону с относительной частотой, равной s. Следовательно, продольный и поперечный токи якоря и токи в обмотках ротора должны быть также гармоническими функциями времени частоты s.

При пренебрежении переходным процессом и при r = 0 уравнения напряжения якоря имеют вид (44-11):

$$\boldsymbol{u}_{d} = -\boldsymbol{\Psi}_{a}, \tag{45-3}$$

$$\boldsymbol{u}_q = \boldsymbol{\Psi}_d, \tag{45-4}$$

откуда с учетом (45-1), (45-2)

$$\Psi_{d} = U\cos\left(s\tau - \theta_{0}\right), \tag{45-5}$$

$$\Psi_a = -U\sin\left(s\tau - \theta_0\right). \tag{45-6}$$

При нахождении установившихся гармонических токов удобно воспользоваться комплексным методом, для чего представим все переменные u_d , u_q , Ψ_d , Ψ_q , i_d , i_q как вещественные части соответствующих комплексов \dot{U}_d , \dot{U}_a , $\dot{\Psi}_d$, $\dot{\Psi}_a$, \dot{I}_d , \dot{I}_d . При этом, как следует из (45-1) — (45-6),

$$-\dot{U}_d = \dot{\Psi}_q = j\dot{\Psi}_d, \qquad (45-7)$$

$$-\dot{U}_q = -\dot{\Psi}_d = J\dot{\Psi}_q. \tag{45-8}$$



Рис. 45-1. Векторы напряжений и потокосцеплений при асинхронном ходе синхронной машины.

с помощью уравнений (42-77), нято $u_{\rm B} = 0$, будем иметь:

На рис. 45-1 представлена векторная диаграмма, на которой изображены комплексы \dot{U}_d , \dot{U}_q , $\dot{\Psi}_d$, $\dot{\Psi}_q$, вращающиеся относительно осей комплексной плоскости +1, +j со скоростью s. Проекции комплексов на ось +1 определяют мгновенные значения соответствующих переменных.

Связь между потокосцеплением и током якоря по какой-либо из осей d, q устанавливается с помощью общего выражения для потокосцепления по данной оси и уравнений напряжения обмоток ротора, расположенных по этой же оси. Например, для оси d соотношение мёжду Ψ_d и i_d определяется (42-78), (42-81). Поскольку пока при-

$$x_d i_d + x_{aBd} i_B + x_{aBd} i_{Bd} = \Psi_d, \qquad (45-9)$$

$$\frac{d}{d\tau} \left(\boldsymbol{x}_{aBd} \boldsymbol{i}_d + \boldsymbol{x}_B \boldsymbol{i}_B + \boldsymbol{x}_{B,ad} \boldsymbol{i}_{ad} \right) + \boldsymbol{i}_B \boldsymbol{r}_B = 0, \qquad (45\ 10)$$

$$\frac{d}{d\tau}(x_{a a b d}i_d+x_{B,a d}i_B+x_{b d}i_{a d})+i_{a d}r_{a d}=0.$$
(45-11)

Для получения уравнений в комплексной форме следует в (45-9) — (45-11) мгновенные значения переменных заменить комплексными величинами и положить $d/d\tau = js$.

Умножая для удобства (45-9) на *ј* и деля (45-10), (45-11) на *s*, получаем:

$$j\dot{I}_{d}x_{d} + j\dot{I}_{B}x_{aBd} + j\dot{I}_{ad}x_{abd} = j\dot{\Psi}_{d}, \qquad (45-12)$$

$$j\dot{I}_{d}x_{aBd} + \dot{I}_{B}\left(jx_{B} + \frac{r_{B}}{s}\right) + j\dot{I}_{9d}x_{B, 9d} = 0, \qquad (45-13)$$

$$j\dot{I}_{d}x_{a \ni d} + j\dot{I}_{B}x_{B.\ \partial d} + \dot{I}_{\partial d}\left(jx_{\partial d} + \frac{r_{\partial d}}{s}\right) = 0.$$
 (45-14)

Из уравнений (45-12) — (45-14) нетрудно найти коэффициент пропорциональности между $j \dot{\Psi}_d$ и \dot{I}_d ; это будет комплексная величина, которую обозначим $Z_{ds} = r_{ds} + j x_{ds}$.

Таким образом:

$$J \dot{\Psi}_d = \dot{I}_d Z_{ds}. \tag{45-15}$$

Более наглядно представить сопротивление Z_{ds} cxeмой замещения. Уравнения (45-12) - (45-14)являются уравнениями напряжения трех неподвижных магнитосвязанных контуров, из которых два - короткозамкнуты. Как и в теории симметричных асинхронных машин, различная скорость перемешения магнитного поля в зазоре относительно обмоток



Рис. 45-2. Схемы замещения сопротивлений синхронной машины в асинхронном режиме по продольной (a) и поперечной (б), осям.

статора и ротора находит отражение в величине активных сопротивлений эквивалентных неподвижных контуров: они в 1/s раз больше действительных сопротивлений.

В § 42-7 была построена схема замещения для сверхпереходного сопротивления x_d^r по уравнениям, структура которых аналогична (45-12) — (45-14) при $s = \infty$.

Если в схеме для $x_d^{"}$ включить в ветви, обтекаемые токами обмотки возбуждения и демпферного контура, сопротивления $r_{\rm B}/s$ и $r_{\rm 3d}/s$, то, очевидно, получится схема замещения сопротивления Z_{ds} , которая представлена на рис. 45-2, *a*.

Аналогично определяется сопротивление $Z_{qs} = r_{qs} + j x_{qs}$ в соотношении

$$j\dot{\Psi}_q = \dot{I}_q Z_{qs}. \tag{45-16}$$

Исходными комплексными уравнениями здесь будут:

$$j\dot{I}_{q}x_{q} + j\dot{I}_{\partial q}x_{a\partial q} = j\dot{\Psi}_{q},$$
$$j\dot{I}_{q}x_{a\partial q} + \dot{I}_{\partial q}\left(jx_{\partial q} + \frac{r_{\partial q}}{s}\right) = 0$$

Схема замещения для сопротивления Z_{qs} отличается от схемы для сверхпереходного сопротивления x_q^r (§ 42-7) наличием активного сопротивления $r_{\Im q}/s$; она изображена на рис. 45-2, б.

Подставив (45-15), (45-16) в (45-7), (45-8), найдем:

$$\dot{I}_{d} = \frac{-\dot{U}_{d}}{Z_{ds}} = -\frac{\dot{U}_{d}}{z_{ds}} \varepsilon^{-j\varphi} d, \qquad (45-17)$$

$$\dot{I}_q = \frac{-\dot{U}_q}{Z_{qs}} = -\frac{\dot{U}_q}{z_{qs}} e^{-j\varphi_q}, \qquad (45-18)$$

где

$$z_{ds} = \sqrt{r_{ds}^2 + x_{ds}^2}, \ \ z_{qs} = \sqrt{r_{qs}^2 + x_{qs}^2}, \ \ \varphi_d = \operatorname{arctg} \frac{x_{ds}}{r_{ds}}, \ \ \varphi_q = \operatorname{arctg} \frac{x_{qs}}{r_{qs}}$$

Вещественные части комплексов (45-17), (45-18) представляют мгновенные значения токов i_d, i_o. Амплитуды токов на основании (45-17), (45-18) равны

$$I_d = \frac{U}{z_{ds}}, \quad I_q = \frac{U}{z_{qs}}$$

Итак, продольный и поперечный токи якоря имеют вид:

$$i_d = -\frac{U}{z_{ds}} \sin\left(s\tau - \theta_0 - \varphi_d\right), \qquad (45-19)$$

$$i_q = -\frac{U}{z_{qs}}\cos{(s\tau - \theta_0 - \varphi_q)}. \tag{45-20}$$

Учтем теперь наличие постоянного напряжения и_{во} на зажимах обмотки возбуждения. Оно обусловит постоянный ток $i_{\rm B0}$ в этой обмотке. С другой стороны, потокосцепления якоря (45-5), (45-6) в установившемся режиме не зависят от характера токов в цепях машины и не содержат постоянной составляющей.

В демиферной обмотке постоянная составляющая тока быть не может, так как в этой цепи нет источника постоянного напряжения. Поэтому в соответствии с (45-9) должна возникнуть постоянная составляющая в продольном токе якоря i_{dn} , которая определится из условия

$$x_d i_{d \pi} + x_{a \mathrm{B} d} i_{\mathrm{B} 0} = 0,$$

 $i_{d \pi} = - rac{x_{a \mathrm{B} d} i_{\mathrm{B} 0}}{x_d} = - rac{E_0}{x_d}.$

откуда

$$i_{d\,\mathrm{II}} = - \, rac{x_{a\,\mathrm{B}d} i_{\mathrm{B}0}}{x_d} = - \, rac{E_0}{x_d} \, .$$

Таким образом, при наличии напряжения, приложенного к обмотке возбуждения, поперечный ток якоря по-прежнему определяется выражением (45-20), а продольный ток

$$i_d = -\frac{U}{z_{ds}} \sin(s\tau - \theta_0 - \varphi_d) - \frac{E_0}{x_d}$$
 (45-21)

Электромагнитный момент машины вычисляется по общему выражению (42-45). Подстановка в него потокосцеплений (45-5), (45-6) и токов (45-20), (45-21) дает:

$$M_{\partial M} = M_{\partial M.a} + M_{\partial M.p} + M_{\partial M.c}, \qquad (45-22)$$

где

$$\boldsymbol{M}_{\text{\tiny BM. a}} = -\frac{U^2}{2} \left(\frac{\cos \varphi_d}{\boldsymbol{z}_{ds}} + \frac{\cos \varphi_q}{\boldsymbol{z}_{qs}} \right), \tag{45-23}$$

$$M_{\rm PM. p} = -\frac{U^2}{2} \left[\frac{\cos{(2\theta - \varphi_q)}}{z_{qs}} - \frac{\cos{(2\theta - \varphi_d)}}{z_{ds}} \right], \tag{45-24}$$

$$M_{\rm \tiny \Theta M. c} = -\frac{UE_0}{x_d} \sin \theta. \tag{45-25}$$

ł

Отрицательная составляющая $M_{\text{эм.а}}$ представляет средний асинхронный момент, сообщающий ротору машины положительное ускорение. Напомним, что в уравнениях синхронной машины за положительный электромагнитный момент принят момент в генераторном режиме. Выражение (45-23) преобразуется к виду:

$$M_{\rm 3M. a} = -\frac{U^2}{2} \left(\frac{r_{ds}}{z_{ds}^2} + \frac{r_{qs}}{z_{qs}^2} \right) = -\frac{1}{2} \left(I_d^2 r_{ds} + I_q^2 r_{qs} \right). \tag{45-26}$$

Таким образом, средний асинхронный момент $M_{\text{эм.a}}$ определяется, как и в асинхронной машине, потерями в роторных цепях.

Моменты $M_{\text{эм.р}}$ и $M_{\text{эм.с}}$ являются знакопеременными, причем, как это следует из выражений (45-24), (45-25) частота, изменения $M_{\text{эм.с}}$ (в гц) равна sf, а момента $M_{\text{эм.р}} - 2sf$, где f — частота электрической сети.

Момент $M_{3M,p}$ пропорциональный U^2 , физически идентичен так называемому реактивном у моменту синхронной машины, возникающему при синхронном вращении в случае неравенства синхронных сопротивлений по осям d, q ($x_d \neq x_a$) и определяемому в виде:

$$\frac{U^2}{2}\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta.$$

При асинхронном вращении в обмотках ротора появляются переменные токи, поэтому момент $M_{\scriptscriptstyle \Im M, p}$ определяется уже не синхронными сопротивлениями, а сопротивлениями z_{ds} и z_{qs} Однако по-прежнему этот момент образуется тяжением магнитных трубок, возникающим за счет различных результирующих проводимостей для поля по осям d, q. Обычно углы φ_d и φ_q бдизки к 90°, а $z_{qs} \approx x_{qs}$ и $z_{ds} \approx x_{ds}$. Поэтому момент $M_{\scriptscriptstyle \Im M, p}$ практически определяется в виде:

$$M_{\mathrm{\partial M. p}} \approx -\frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_{qs}} - \frac{1}{x_{ds}} \right) \sin 2\theta.$$

Из выражения (45-24) следует, что для машины с симметричным по осям d и q ротором, когда $\varphi_d = \varphi_q$, $z_{ds} = z_{ds}$, момент $M_{\text{эм.р}}$ равен нулю.

Момент $M_{_{\rm PM,c}}$, обусловленный потоком возбуждения, имеет при r = 0 такой же вид, как и в режиме синхронного вращения машины, с той



Рис. 45-3. Зависимость постоянных составляющих в продольном и поперечном токах якоря от скольжения.

лишь разницей, что угол в при асинхронной скорости непрерывно увеличивается.

Учтем теперь влияние активного сопротивления цепи статора машины *r* на ее электромагнитный момент. Наличие этого сопротивления требует более строгого определения постоянных составляющих в продольном и поперечном токах якоря. Незначительным влиянием сопротивления *r* на переменные составляющие токов пренебрежем.

Пусть каждое из потокосцеплений и токов якоря по осям d, q представляет сумму двух составляющих: постоянной и переменной частоты s. Подстановка их в уравнения напряжения якоря (42-75), (42-76) дает две системы уравнений: одну для постоянных, другую — для переменных составляющих. Поскольку напряжения u_d , u_a являются гар-

моническими величинами частоты s, для постоянных составляющих уравнения (42-75), (42-76) дают соотношения

$$\Psi_{a\pi} (1-s) + i_{d\pi} r = 0, \qquad (45-27)$$

$$-\Psi_{d\Pi}(1-s)+i_{q\Pi}r=0, \qquad (45-28)$$

где подстрочным индексом «_п» обозначена постоянная составляющая переменной.

В демпферной обмотке постоянные токи присутствовать не могут, поэтому

$$\Psi_{d\Pi} = x_d i_{d\Pi} + x_{aBd} i_{B0} = x_d i_{d\Pi} + E_0, \qquad (45-29)$$

$$\Psi_{q\Pi} = x_q \boldsymbol{i}_{q\Pi}. \tag{45-30}$$

Подставляя (45-29), (45-30) в (45-27), (45-28), получаем два уравнения, из которых находим токи:

$$i_{d\Pi} = -\frac{E_0 x_q (1-s)^2}{x_d x_q (1-s)^2 + r^2}, \qquad (45-31)$$

$$i_{q_{\Pi}} = \frac{E_0 r (1-s)}{x_d x_q (1-s)^2 + r^2}.$$
(45-32)

Изменение токов i_{dn} , i_{qn} со скольжением можно видеть из рис. 45-3, на котором представлены построенные на основе (45-31), (45-32) зависи-

мости величин, пропорциональных токам, от скольжения. Ввиду малости г ток i_{dn} (кривая 1) сохраняет постоянное значение в значительном диа-пазоне скольжений, а ток i_{qn} (кривая 2) имеет максимум, когда $s=1-\frac{r}{\sqrt{x_dx_q}}$. При s=1,0 токи $i_{dn}=i_{qn}=0$.

Таким образом, с учетом активного сопротивления цепи статора, токи и потокосцепления якоря равны

$$i_d = -\frac{U}{z_{ds}}\sin\left(s\tau - \theta_0 - \varphi_d\right) + i_{d\pi},\tag{45-33}$$

$$i_q = -\frac{U}{z_{qs}}\cos\left(s\tau - \theta_0 - \varphi_q\right) + i_{q\pi},\tag{45-34}$$

$$\Psi_d = U\cos\left(s\tau - \theta_0\right) + \Psi_{d\pi}, \qquad (45-35)$$

$$\Psi_q = -U\sin\left(s\tau - \theta_0\right) + \Psi_{q\pi},\tag{45-36}$$

где i_{dn} , i_{qn} , Ψ_{dn} , Ψ_{qn} определены выражениями (45-29) — (45-32). Фазные токи машины могут быть найдены по токам i_d , i_q с помощью линейных соотношений. Так, для фазы а

$$\begin{split} i_a &= i_d \cos \gamma + i_q \sin \gamma = i_{dn} \cos \left(1 - s\right) \tau + i_{qn} \sin \left(1 - s\right) \tau - \\ &\quad - 0.5 U \left[\frac{\sin \left(\tau - \theta_0 - \varphi_d\right)}{z_{ds}} + \frac{\sin \left(\tau - \theta_0 - \varphi_q\right)}{z_{qs}} \right] + \\ &\quad + 0.5 U \left\{ \frac{\sin \left[\left(1 - 2s\right)\tau + \theta_0 + \varphi_d\right]}{z_{ds}} - \frac{\sin \left[\left(1 - 2s\right)\tau + \theta_0 + \varphi_q\right]}{z_{qs}} \right\}. \end{split}$$

Фазный ток, помимо основной гармонической, содержит гармонические с относительной частотой 1 — 2s и 1 — s. Амплитуды соответствующих гармонических практически равны

$$0,5U\left(\frac{1}{z_{ds}}+\frac{1}{z_{qs}}\right), \quad 0,5U\left(\frac{1}{z_{ds}}-\frac{1}{z_{qs}}\right), \quad \sqrt{i_{d\pi}^2+i_{q\pi}^2}=E_0 \frac{\sqrt{x_q^2+\left(\frac{r}{1-s}\right)^2}}{x_d x_q+\left(\frac{r}{1-s}\right)^2}.$$

Определим электромагнитный момент машины с учетом активного сопротивления цепи статора.

Подставляя (45-33) — (45-36) в общее выражение для электромагнитного момента (42-45), получаем:

$$M_{\partial \mathbf{M}} = M_{\partial \mathbf{M}. a} + M_{\partial \mathbf{M}. p} + M_{\partial \mathbf{M}. c} + M_{\partial \mathbf{M}. \kappa}, \qquad (45-37)$$

где моменты $M_{\text{эм.а}}$, $M_{\text{эм.р}}$ по-прежнему определяются формулами (45-23), (45-24);

$$M_{\text{pM. c}} = -\frac{UE_0}{x_d x_q + \left(\frac{r}{1-s}\right)^2} \left\{ x_q \sin \theta - \frac{r}{1-s} \left[\cos \theta + \frac{x_q}{z_{ds}} \sin \left(\theta - \varphi_d\right) \right] + \left(\frac{r}{1-s}\right)^2 \frac{1}{z_{qs}} \cos \left(\theta - \varphi_q\right) \right\}, \quad (45-38)$$

$$M_{\rm 3M. \ K} = \frac{E_0^2 \left[x_q^2 + \left(\frac{r}{1-s} \right)^2 \right]}{\left[x_d x_q + \left(\frac{r}{1-s} \right)^2 \right]^2} \cdot \frac{r}{1-s}.$$
 (45-39)

Как видно из (45-37) — (45-39), наличие активного сопротивления цепи статора машины, с одной стороны, несколько изменяет знакопеременный момент $M_{\text{эм.с}}$, обусловленный потоком возбуждения, а с другой, — приводит к образованию нового асинхронного момента, пропорционального E_0^3 .

Амплитуда момента $M_{_{\rm 2M,C}}$ достигает наибольшего значения при неподвижном роторе машины (s = 1,0), когда она становится равной UE_0/x_q^r , так как при s = 1,0 сопротивление $z_{qs} \approx x_q^r$. Для скольжений $0 \leq s \leq 0,80 \div 0,85$ амплитуды моментов $M_{_{\rm 2M,C}}$ при r = 0 и $r \neq 0$ мало отличаются друг от друга; иными словами, активное сопротивление цепи статора сказывается на моменте $M_{_{\rm 2M,C}}$ только на ограниченном диапазоне скольжений, вблизи s = 1,0.

Момент $M_{3M.K}$ представляет собой асинхронный момент, образованный вследствие пересечения обмотки статора потоком возбуждения. Поскольку частота э. д. с. и токов в статоре, обусловленных этим потоком, равна в относительных единицах 1 - s, т. е. не совпадает (при $s \neq 0$) с частотой напряжения сети, обмотка статора может рассматриваться короткозамкнутой по отношению к указанным токам. Поэтому, если у машины $x_d = x_q$, то момент $M_{3M.K}$ определяется, как в обычной асинхронной машине, с той лишь разницей, что вторичной короткозамкнутой обмоткой в рассматриваемом случае является обмотка статора, а скольжение поля в зазоре относительно вторичной обмотки равно 1 - s. Этот результат получается и формальным путем, если в (45-39) положить $x_d = x_q$.

Анализ выражения (45-39) показывает, что максимум момента $M_{_{2M,K}}$ наступает, когда $1 - s \approx r/x_d$, т. е. при скольжениях, весьма близких к 1,0, и он равен примерно $E_0^{2}/2x_d$.

Асинхронный момент $M_{\mathfrak{PM},\mathfrak{K}} > 0$, следовательно, он обусловливает отрицательное ускорение ротора машины. Характер действия моментов $M_{\mathfrak{PM},\mathfrak{K}}$ и $M_{\mathfrak{PM},\mathfrak{K}}$ при асинхронном пуске синхронных машин рассмотрен в § 27-3, 27-4. На рис. 27-9 показана их зависимость от скольжения машины.
Знакопеременные моменты $M_{\text{эм.р}}$ и $M_{\text{эм.с}}$ не оказывают сколько-нибудь заметного влияния на изменение скорости вращения машины, пока скольжение велико, так как их среднее значение даже за достаточно малый промежуток времени в этом случае равно нулю. В области же малых скольжений, когда частота изменения моментов $M_{\text{эм.р}}$, $M_{\text{эм.с}}$ невелика, их влияние на скорость машины становится значительным. Поэтому такие моменты играют существенную роль, например, при вхождении машины в синхронизм, если исходный ее режим — асинхронный.

§ 45-3. Схемы замещения эквивалентных сопротивлений синхронной машины в асинхронном режиме

Сопротивления Z_{ds} , Z_{qs} , о которых говорилось в предыдущем параграфе, имеют простой физический смысл. Подобно тому, как вращающаяся асинхронная машина может быть уподоблена статическому трансформатору и, следовательно, представлена некоторым эквивалентным статическим сопротивлением по отношению к напряжению сети U, так и вращающаяся синхронная машина без возбуждения может при r = 0 и гармонических напряжения u_d , u_q рассматриваться как статический трансформатор, но раздельно по осям d, q. Такая возможность вытекает из выражений (45-17), (45-18), в которых продольный и поперечный токи машины определяются только одноименными напряжениями и эквивалентными сопротивлениями Z_{ds} , Z_{qs} . Последние представляются схемами замещения, аналогичными тем, которые определяют эквивалентное сопротивление вращающейся асинхронной машины.

Схемы рис. 45-2 относятся к машине с демпферной обмоткой. Если в них устремить активные сопротивления $r_{ad} \rightarrow \infty$, $r_{aq} \rightarrow \infty$, что будет соответствовать размыканию демпферных контуров, то получатся схемы для машины без демпферной обмотки.

Полные комплексные сопротивления машины по двум осям Z_{ds} , Z_{qs} , активные и индуктивные сопротивления r_{ds} , r_{qs} , x_{ds} , x_{qs} могут быть либо рассчитаны по приведенным схемам замещения, либо измерены на этих схемах (§ 45-2). Характер изменения активных и индуктивных сопротивлений в зависимости от скольжения удобно проследить с помощью комплексной плоскости, на которой откладываются комплексы Z_{ds} , Z_{qs} при различных значениях s. Геометрическим местом $Z_{qs} = f(s)$ для машины с демпферной обмоткой (рис. 45-2, 6) является окружность. Подобный же вид будет иметь зависимость $Z_{ds} = f(s)$ для машины без демпферной обмотки. При наличии последней кривая $Z_{ds} = f(s)$ имеет более сложный характер.

751

Очевидно, что при s = 0 сопротивления Z_{ds} , Z_{qs} превращаются в синхронные сопротивления x_d , x_q , а при $s = \infty$ они становятся равными x_d^r , x_q^r (или x_d^r , x_q — в машине без демпферной обмотки). Практически сопротивление x_{ds} в машине с демпферной обмоткой достигает значения переходного сопротивления x_d^r при таких скольжениях, когда $s^2 T_{d_0} T_d^r \frac{x_d^r}{x_d^r} \approx 1,0,$ а сверхпереходного x_d^r , когда $s^2 T_d^r \frac{x_d^r}{x_d^r} \ge 40 \div 50$. (Постоянные времени определены в § 43-3, в.) Сопротивление x_{qs} практически превращается в x_q^r при скольжениях s, для которых $s^2 T_q^r \frac{x_q}{x_q^r} \ge 10 \div 15$. Таким образом, сопротивления x_{ds} , x_{qs} в машинах большой мощности достигают значений

 $x_{d}^{''}$, $x_{q}^{''}$ уже при скольжениях $s = 0.05 \div 0.20$.

В качестве иллюстрации на рис. 45-4 приведены зависимости Z_{ds} , Z_{qs} в функции скольжения для машины со следующими параметрами: $x_d = 0,5$; a) $x_{aBd} = 0,41$; $x_B = 0,55$; $x_{3d} = 0,52$; $x_a = 0,32$; $x_{ag} = 0,32$; $x_{ag} = 0.23$;



Рис. 45-4. Эквивалентные сопротивления машины большой мощности при асинхронном ходе: *а* — продольная ось; *б* — поперечная ось.

лариющими параметрами: $x_d = 0.5$; $x_{aBd} = 0.41$; $x_B = 0.55$; $x_{ad} = 0.52$; $x_q = 0.32$; $x_{aq} = 0.32$; $x_{aq} = 0.23$; $x_d = 0.20$; $x_d' = 0.143$; $x_q' = 0.155$; $r_B = 0.00032$; $r_{ad} = 0.01$; $r_{aq} = 0.0075$.

До сих пор считалось, что на роторе синхронной машины токи могут протекать в общем случае только в двух обмотках — возбуждения и демпферной. Однако у машин с массивным ротором (все неявнополюсные и некоторые явнополюсные машины) в ряде режимов нужно считаться с вихревыми токами, которые возникают в ферромагнитном теле ротора, как только в нем начинает изменяться магнитное поле. Подобные условия имеют место, например, при несинхронном вращении ротора и поля в зазоре машины с постоянным скольжением s. В этом случае в массиве ротора индуктируется гармонически изменяющийся ток, относительная частота которого равна s. Характер распределе-



Рис. 45-5. Качественная картина распределения вихревых токов на развернутой поверхности цилиндрического ротора четырехполюсной машины.

lp и Dp - длина и диаметр ротора.

ния вихревого тока на поверхности ротора можно видеть на рис. 45-5, где замкнутыми линиями схематически показаны трубки тока.

Возникновение вихревого тока есть результат проникновения переменной электромагнитной волны в массив ротора. Если рассматривать ротор в виде однородного цилиндрического тела, то можно считать, что в него проникает плоская электромагнитная волна. При этом модуль плотности вихревого тока $\delta_{\rm B}$ уменьшается в направлении к оси ротора по экспоненциальному закону

$$\delta_{\rm B} = \delta_0 \varepsilon^{-\frac{z}{z_a}},$$

где δ_0 — плотность тока на поверхности ротора; z — координата, отсчитываемая от поверхности ротора; $z_a = \sqrt{2/\mu\gamma\omega_2}$ — глубина проникновения электромагнитной волны; μ , γ — магнитная проницаемость и электрическая проводимость материала ротора; $\omega_2 = 2\pi f_2 = 2\pi f_1 s$ — угловая частота изменения поля в роторе.

При значительной частоте f_2 (50—100 гµ) вихревые токи в роторе замыкаются в сравнительно тонком слое у поверхности ротора. Так, при $\mu = 4\pi \cdot 10^{-5}$ (в сто раз превышающей проницаемость воздуха), $\gamma = 5 \times 10^6 \ 1/om \cdot m$ и $f_2 = 100 \ eq$, глубина проникновения $z_a \approx 2.3 \ mm$.

При построении схемы замещения рассматриваемой машины вихревые токи ротора можно заменить током в одном эквивалентном контуре. Тогда схема замещения внешне будет такой же, как у асинхронных машин с одной клеткой на роторе (§ 15-6), но в качестве сопротивлений вторичного контура r'_2/s , x'_{s2} необходимо принять (для машин, имеющих отношение длины зазора δ к полюсному делению τ не более 0,06):

$$\begin{aligned} \frac{r_2}{s} &= 4,9k_{\mu r}k_{\tau r}\mu \frac{\delta}{\tau} \cdot \frac{z_a}{\tau} x_a \sim \frac{1}{Vs},\\ x_{s_2}^{'} &= 4,9k_{\tau x}\mu \frac{\delta}{\tau} \cdot \frac{z_a}{\tau} x_a + 9,8\left(\frac{\delta}{\tau}\right)^2 x_a, \end{aligned}$$

где x_a — сопротивление реакции якоря; $k_{\mu r}$ — коэффициент, характеризующий непостоянство μ материала ротора ($k_{\mu r} \approx 1.6$); $k_{\tau r}$, $k_{\tau x}$ — коэффициенты, учитывающие влияние конечной длины ротора.

В действительности массивный ротор синхронной машины не является однородным цилиндром: на нем размещается обмотка возбуждения, прикрытая в неявнополюсных машинах клиньями из проводящего материала; в явнополюсных машинах имеются междуполюсные пространства (газовая среда). Поэтому для реальных синхронных машин с массивными роторами схемы замещения получаются более сложпыми, и их рассмотрение выходит за рамки настоящей книгь.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Р _н , кет	10		250		1000	
п _н , об/мин	725	2945	490	2960	245	985
^S H Դн COS φΗ	$\begin{array}{c} 0,033 \\ 0,867 \\ 0,82 \end{array}$	0,018 0,894 0,90	0,02 0,923 0,80	0,013 0,926 0,91	0,02 0,93 0,75	0,015 0,94 0,88

Скольжение, к. п. д. п сов ф в номинальном режиме асинхронных двигателей различной мощности и скорости вращения

Параметры синхронных и асинхронных машин (индуктивные сопротивления даны в относительных единицах)

Параметры	Гидрогенераторы*	Турбогенераторы, 2p = 2	Компенсаторы	Асинхронные двигатели
$\begin{array}{c} x_d \\ x_q \\ x_d \\ x''_d \\ x''_d \\ x''_q \\ x_0 \\ T_{d0} \\ T_{d} \\ T_{d} \\ T_{d} \\ T_{d} \\ T_{d} \\ H_j \end{array}$	$\begin{array}{c} 0,7-1.4\\ 0,45-0,90\\ 0,20-0,45\\ 0,14-0,30\\ 0,15-0,35\\ 0,02-0,15\\ 2,0-7,5\\ 0,8-3,0\\ 0,02-0,08\\ 0,08-0,40\\ 3-9**\end{array}$	$\begin{array}{c} 1,2-2,2\\ 1,1-2,1\\ 0,15-0,35\\ 0,10-0,22\\ 0,10-0,25\\ 0,02-0,08\\ 3-12\\ 0,4-1,6\\ 0,03-0,18\\ 0,04-0,50\\ 6-15**\end{array}$	$\begin{array}{c} 1,6-2,4\\ 0,9-1,5\\ 0,25-0,50\\ 0,15-0,35\\ 0,15-0,35\\ 0,02-0,20\\ 4,5-10\\ 0,8-2,4\\ 0,005-0,04\\ 0,1-0,3\\ 2-4\\ \end{array}$	$2,5-4,0$ $x_d = x_c$ $0,20,4$ $0,150,30$ x''_a $0,020,15$ $0,4-2,0$ $0,020,10$ $-$ $0,020,1$ $0,052,0$
* В неко с дальней эл значение. ** С учето	оторых гидрогенера сектропередачей, из ом махового момент	аторах, выполнени ндуктивные сопро: ча турбины.	ных для работ гивления имеют	гы в системе г пониженное

Машины с форсированным и непосредственным охлаждением по сравнению с нормально охлаждаемыми машинами имеют повышенные значения индуктивных сопротивлений и пониженное значение инерционной постоянной.

ЛИТЕРАТУРА

Абрамов А. И., Иванов-Смоленский А. В., Расчет и конструк-ция гидрогенераторов. «Высшая школа», 1964. Адкинс Б., Общая теория электрических машин, Госэнергоиздат, 1960. Алексеев А. Е., Костенко М. П., Турбогенераторы, Госэнергоиздат. 1939. Алексеев А. Е., Конструкция электрических машин, Госэнергоиздат, 1958. Алябьев М. И., Общая теория судовых электрических машин, «Судостроение», 1965. Анемподистов В. П., Кашарский Э. Г., Урусов И. Д., Проблемы крупного турбогенераторостроения, Изд-во АН СССР, 1960. Брицын М. Л., Хуторецкий Г. М., Турбогенераторы мощностью 100 Мет и выше с непосредственным охлаждением обмоток, Изд-во АН СССР, ВИНИТИ, 1960. Важнов А. И., Основы теории переходных процессов синхронной машины, Госэнергоиздат, 1960. Vasutinsky S. B., Principles, operation and design of power transformers. Coimbatore-4, Judia, 1962. Вегнер О. Г., Теория и практика коммутации машин постоянного тока, Госэнергоиздат, 1961. Вольдек А. И., Электрические машины, «Энергия», 1966. Геллер Б., Веверка А., Волновые процессы в электрических машинах. Госэнергоиздат, 1960. Глебов И. А., Системы возбуждения синхронных генераторов с управляемыми преобразователями, Изд-во АН СССР, 1960. Горев А. А., Переходные процессы синхронной машины, Госэнергоиздат, 1950. Готтер Г., Нагревание и охлаждение электрических машин, Госэнергоиздат, 1961. Грузов Л. Н., Методы математического исследования электрических машин, Госэнергоиздат, 1953. Губенко Т. П., Губенко В. Т., Векторные диаграммы и построение ста-тических характеристик синхронных машин, «Энергия», 1966. Данилевич Я. Б., Домбровский В. В., Казовский Е. Я., Параметры электрических машин переменного тока, «Наука», 1965. Домбровский В. В. и др., Проектирование гидрогенераторов, ч. 1, «Энергия», 1965; ч. 2, 1968. Ермолин Н. П., Электрические машины малой мощности, «Высшая школа», 1962.Е р м о л и н Н. П., Переходные процессы в машинах постоянного тока, Госэнергоиздат, 1951.

	Жерве Г. К., Промышленные испытания электрических машин, Госэнергоиздат, 1950.
	Завалишин Д. А., Машины постоянного тока, ОНТИ, 1938.
	Завалишин Д. А., Бардинский С. И., Певзнер О. Б., Фро- лов Б. В., Хрущев В. В., Электрические машины малой мощности, Гос- энергоиздат, 1963.
	Зимин В. И., Обмотки электрических машин, Госэнергоиздат, 1954.
	Казовский Е. Я., Некоторые вопросы переходных процессов в машинах переменного тока, Госэнергоиздат, 1953; Переходные процессы в электрических машинах переменного тока, Изд-во АН СССР, 1962.
	Калитвянский В. И., Изоляция электрических машин, Госэнергоиздат, 1949.
	Кимбарк Э., Синхронные машины и устойчивость электрических систем, Гос- энергоиздат, 1960.
	Ковач К. П., Рад И., Переходные процессы в машинах переменного тока, Госэнергоиздат, 1963.
	Козырев Н. А., Изоляция электрических машин и методы ее испытания, Гос- энергоиздат, 1962.
	Комар Е. Г., Вопросы эксплуатации турбогенераторов, Госэнергоиздат, 1950; Вопросы проектирования турбогенераторов, Госэнергоиздат, 1955.
	Конкордиа Ч., Синхронные машины, Госэнергоиздат, 1959.
	Костенко М. П., Электрические машины, Специальная часть, Госэнергоиздат, 1949.
	Костенко М. П., Пиотровский Л. М., Электрические машины, ч. 1 и 2, «Энергия», 1964, 1966.
	Куцевалов В. М., Асинхронная машина с массивным ротором, Изд-во АН Латв. ССР, 1962.
	Кудевалов В. М., Синхронные машины с массивными полюсами, Изд-во АН Латв. ССР, 1965.
	Лайбль Т., Теория синхронной машины при переходных процессах, Госэнерго- издат, 1957.
	Лайон В., Анализ переходных процессов в электрических машинах переменного тока, Госэнергоиздат, 1958.
	Левинштейн М. Л., Операционное исчисление и его приложения к задачам электротехники, «Энергия», 1964.
	Нюрнберг В., Испытание электрических машин, Госэнергоиздат, 1959.
	, Павлов Г. М., Автоматизация энергетических систем, ч. 1 и 2, изд. ЛПИ, 1963.
1	Петров Г. Н., Трансформаторы, Госэнергоиздат, 1934; Электрические машины, ч. 1 и 2, Госэнергоиздат, 1956, 1963.
	Пиотровский Л. М., Васютинский С. Б., Несговорова Е. Д., Испытание электрических машин, Госэнергоиздат, 1960.

	Постников И. М., Проектирование электрических машин, Гостехиздат Укр.
	ССР, изд. 2-е, 1961; Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин, «Техника», 1966.
	Сапожников А. В., Конструирование трансформаторов, Госэнергоиздат, 1953.
	Сергеев П. С., Электрические машины, Госэнергоиздат, 1962.
	Смирнов В. А., Электромашинные усилители, изд. ВВМИОЛУ, 1961.
	Страхов С. В., Переходные процессы в электрических цепях, содержащих ма- шины переменного тока, Госэнергоиздат, 1960.
	Сыромятников И. А., Режимы работы асинхронных двигателей, Госэнерго- издат, 1950; Режимы работы синхронных двигателей, Госэнергоиздат, 1950; Режимы работы синхронных генераторов, Госэнергоиздат, 1952.
	Титов В. В., Хуторецкий Г. М. и др., Турбогенераторы, «Энергия», 1967.
Į,	Тихомиров П. М., Расчет трансформаторов, Госэнергоиздат, 1962.
	Толвинский В. А., Электрические машины постоянного тока, Госэнергоиз- дат, 1956.
	Трещев И. И., Несимметричные режимы судовых машин переменного тока, «Судостроение», 1965.
	Урусов И. Д., Линейная теория колебаний синхронной машины, Изд-во АН СССР, 1960.
	Хуторецкий Г. М., Проектирование и расчет современных двухнолюсных турбогенераторов, изд. ЛПИ, 1962.
	Щедрин Н. Н., Токи короткого замыкания высоковольтных систем, ОНТИ, 1935.
	Янко-Триницкий А. А., Новый метод анализа работы синхронных двига- телей при резкопеременных нагрузках, Госэнергоиздат, 1958.

~

۰

Предисловие	3
Введение	5
Раздел первый	
ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН	
Глава первая. Общие сведения об электрических машинах	15
§ 1-1. Общие замечания	
§ 1-2. Классификация электрических машин и режимов их работы	17
§ 1-3. Основные части электрических машин	19
§ 1-4. Принцип действия электрических машин	27
§ 1-5. Магнитные поля в электрических машинах	41
§ 1-6. Единицы измерения угловых координат и скоростей в электрических	
машинах	44
Глава вторая. Обмотки электрических машин	47
§ 2-1. Общие замечания	
§ 2-2. Обмотки трансформатора	48
§ 2-3. Общие замечания об обмотках якорей	52
§ 2-4. Однофазная петлевая обмотка переменного тока с целым q	56
§ 2-5. Петлевая обмотка постоянного тока	57
§ 2-6. Волновая обмотка постоянного тока	61
§ 2-7. Трехфазная петлевая обмотка переменного тока с целым q	63
§ 2-8. Трехфазная волновая обмотка переменного тока с целым q	64
§ 2-9. Трехфазная обмотка переменного тока с дробным q	66
§ 2-10. Изоляция обмоток	68
Глава третья. Магнитные поля в электрических машинах	74
§ 3-1. Общий подход к определению поля взаимной индукции в электрических	
машинах	, -
§ 3-2. Магнитодвижущая сила и магнитное поле взаимной индукции обмоток	75
§ 3-3. Магнитодвижущая сила обмоток возбуждения	79
§ 3-4. Магнитодвижущая сила одной фазной обмотки якоря с целым q	82
§ 3-5. Магнитодвижущая сила трехфазной обмотки якоря с целым q	86
§ 3-6. Магнитодвижущая сила обмотки якоря постоянного тока	88
§ 3-7. Магнитодвижущая сила обмотки ротора асинхронной машины	90
§ 3-8. Поле возбуждения синхронной машины и машины постоянного тока	_
§ 3-9. Поле реакции якоря синхронной машины и машины постоянного тока	96
§ 3-10. Результирующее поле взаимной индукции в явнополюсных машинах	101

c	2 44		100
8	3-11.	гезультирующее поле взаимной индукции в неявнополюсных машинах	109
ş	3-12.	Поле рассеяния обмоток вращающихся машин	111
ş	3-13.	Магнитные поля и потокосцепления с обмотками трансформатора	113
ş	3-14.	Потокосцепление с обмоткой якоря, обусловленное полем взаимной	
		индукции	116
٢	лава	а четвертая. Электродвижущая сила, индуктируемая в обмотках	
		якоря	119
ş	4-1.	Общие соображения	
8	4-2.	Электродвижущая сила вращения в секции обмотки якоря	120
ŝ	4-3.	Электродвижущая сила фазной обмотки якоря от поля взаимной ин-	
Ű		лукции	123
\$	4-4.	Электролвижущая сила между линейными зажимами треуфазной об-	
9		мотки	126
8	4-5.	Электролвижущая сила коллекторных обмоток от поля взаимной ин-	120
3	10.	пукний	128
£	4-6		130
3	ч U,	электродыяхущая сыла в сомотках, соусловленная потоком рассеяния	104
Г	лава	а пятая. Общие соотношения, определяющие нормальный установив-	
		шийся режим работы электрической машины	134
8	5-1	Общие заменания	
8	5-1. 5-2		
8	52		420
8	J-J.	Энергегические диаграммы электрических машин	100
.3	5-4.	Электромагнитный момент машины	144
3	5-5.	уравнение движения ротора электрическои машины (уравнение мо-	
		ментов)	145
ş	5-6.	Уравнения напряжений обмоток машин в установившемся режиме	147
ş	5-7.	Представление временных и пространственных переменных с помощью	
		векторов	151
ş	5-8.	Некоторые свойства векторов на векторных диаграммах	155

Раздел второй

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Г	лава	шестая. Общие сведения	<u>;9</u>
ş	6-1.	Основные определения и типы трансформаторов	_
ş	6-2.	Основные элементы конструкции трансформаторов 16	30
ş	6-3.	Схемы соединения обмоток и группы трансформаторов	34
ş	6-4.	Номинальные величины 16	6
ş	6-5.	Система относительных единиц 16	37

Глава седьмая. Установившийся режим работы двухобмоточного транс-	
форматора	169
§ 7-1. Уравнения трансформатораУравнения трансформатора	
§ 7-2. Уравнения «приведенного» трансформатора	171
§ 7-3. Схема замещения трансформатора	172
§ 7-4. Режим холостого хода трансформатора	173
§ 7-5. Режим короткого замыкания трансформатора	176
§ 7-6. Режим нагрузки трансформатора	180
Глава восьмая. Параллельная работа двухобмоточных трансформаторов	189
§ 8-1. Общие соображения	
§ 8-2. Наилучшие условия параллельной работы трансформаторов	_
§ 8-3. Параллельная работа трансформаторов с неодинаковыми напряжениями	
короткого замыкания	193
§ 8-4. Параллельная работа трансформаторов с неодинаковыми коэффициен-	
тами трансформации	195
§ 8-5. Параллельное включение трансформаторов, имеющих неодинаковые	
группы	198
Глава девятая. Явления, связанные с образованием поля в сердечнике	
трансформатора	200
§ 9-1. Общие замечания	-
§ 9-2. Холостой ход однофазного трансформатора	—
§ 9-3. Холостой ход трехфазного группового трансформатора при соединении	
обмоток звездой	202
§ 9-4. Холостой ход трехфазного группового трансформатора при соединении	
обмоток звездой и треугольником	206
§ 9-5. Холостой ход трехфазного трехстержневого трансформатора	207
Глава десятая. Трехобмоточные трансформаторы	210
§ 10-1. Особенности трехобмоточных трансформаторов	
§ 10-2. Уравнения и схема замещения трехобмоточного трансформатора	211
§ 10-3. Режимы холостого хода и короткого замыкания трехобмоточного	
трансформатора	212
§ 10-4. Режим нагрузки трехобмоточного трансформатора	214
§ 10-5. Параллельная работа трехобмоточного и двухобмоточного трансфор-	
маторов	216
Глава одиннадцатая. Автотрансформаторы	220
§ 11-1. Особенности автотрансформаторов	_
§ 11-2. Уравнения и схема замешения автотрансформатора	223
§ 11-3. Режимы холостого хода и короткого замыкания автотрансформатора	226
§ 11-4. Режим нагрузки автотрансформатора	231

Глава двенадцатая. Регулирование напряжения с помощью трансфор-	
маторов	232
§ 12-1. Общие соображения	
§ 12-2. Регулирование напряжения с помощью внутренних устроиств транс- форматора	233
§ 12-3. Регулирование напряжения с помощью добавочного трансформатора	238
Глава тринадцатая. Нагревание и охлаждение трансформаторов	240
§ 13-1. Установившийся тепловой процесс в трансформаторе	
§ 13-2. Неустановившийся тепловой процесс в трансформаторе	246
Глава четырнадцатая. Трансформаторы специального назначения	250
§ 14-1. Испытательные трансформаторы	_
§ 14-2. Измерительные трансформаторы	253
Раздел третий	

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

-

Глава пятнадцатая. Общие сведения	261
§ 15-1. Основные определения и типы асинхронных машин	_
§ 15-2. Основные элементы конструкции асинхронной машины	262
§ 15-3. Номинальные величины асинхронного двигателя	265
§ 15-4. Уравнения асинхронной машины при неподвижном роторе	266
§ 15-5. Уравнения асинхронной машины при вращающемся роторе	269
§ 15-6. Схема замещения асинхронной машины	271
Глава шестнадцатая. Характеристики асинхронной машины	277
§ 16-1. Векторные диаграммы асинхронной машины	
§ 16-2. Токи, э. д. с. и коэффициенты мощности при различных значениях	
скольжения	280
§ 16-3. Электромагнитный момент асинхронной машины	283
§ 16-4. Электромагнитная и механическая мощности асинхронной машины	288
§ 16-5. Момент и мощность машины в относительных единицах	289
§ 16-6. Область устойчивой работы асинхронной машины	292
Глава семнадцатая. Установившиеся режимы работы асинхронного дви-	
гателя и опытное определение его параметров	296
§ 17-1. Общие замечания	
§ 17-2. Режим холостого хода	297
§ 17-3. Режим короткого замыкания	300
§ 17-4. Нормальный режим нагрузки асинхронного двигателя	302
§ 17-5. Режим нагрузки асинхронного двигателя при значениях напряжения	
и частоты сети, отличающихся от номинальных	304
·	

.

Глава восемнадцатая. Пуск в ходасинхронных двигателей	309
§ 18-1. Общие замечания	
§ 18-2. Пуск в ход асинхронных двигателей с фазным ротором	312
§ 18-3. Пуск в ход асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором	314
§ 18-4. Продолжительность пуска и энергетические соотношения в пусковом	
процессе	318
Глава девятнадцатая. Асинхронные двигатели с переменными пара-	
метрами ротора	321
§ 19-1. Общие замечания	
§ 19-2. Асинхронный двигатель с глубоким пазом на роторе	
§ 19-3. Асинхронный двигатель с колбовидным пазом на роторе	325
§ 19-4. Асинхронный двигатель с двойной клеткой на роторе	326
§ 19-5. Сравнение асинхронных короткозамкнутых двигателей различных ти-	
пов	330
Глава двадцатая. Регулирование скорости вращения асинхронных дви-	
гателей	332
§ 20-1. Общие замечания	
§ 20-2. Регулирование скорости двигателя посредством активного сопротивле-	
ния в цепи ротора	334
§ 20-3. Регулирование скорости двигателя посредством введения в цепь ротора	
внешнего напряжения	335
§ 20-4. Регулирование скорости двигателя изменением частоты первичного	227
наприжения	001
у 20-3. Регулирование скорости двигателя изменением числа полюсов его	220
00M010K	000
Глава двадцать первая. Асинхронная машина в особых режимах 🦂	343
§ 21-1. Асинхронная машина в качестве фазорегулятора	
§ 21-2. Асинхронная машина в качестве регулятора напряжения	
§ 21-3. Режим двойного питания	345
Раздел четвертый	
Синхгонные машины	
Глава двадцать вторая. Общие сведения	353
§ 22-1. Основные определения и типы синхронных машин	
§ 22-2. Основные элементы конструкции синхронных машин	356
§ 22-3. Номинальные величины синхронных машин	366
§ 22-4. Система относительных единиц	_

Глава двадцать третья. Уравнения напряжения и векторные диагра́м-
мы синхронных машин
§ 23-1. Электродвижущие силы, индуктируемые в обмотке якоря
§ 23-2. Уравнения напряжения синхронных генераторов в установившемся
режиме
§ 23-3. Уравнение напряжения неявнополюсного генератора при $\mu = \text{const}$ 37
§ 23-4. Уравнение напряжения явнополюсного генератора при µ = const 37
§ 23-5. Уравнение напряжения синхронного генератора при $\mu = var$
§ 23-6. Применение векторных диаграмм синхронных генераторов 38
§ 23-7. Режимы генератора, двигателя, компенсатора
§ 23-8: Векторные диаграммы двигателя и компенсатора 39
интыны момент и реактивная мошность синхронных машин . 3
9 24-1. Электроматнитная мощность (момент) неявнополюсного тенератора
524-2 Элокаромариитиза монисть (момент) явнолотюсного гоноратора с не-
324-2. Shekipomarhumah monghoeld (moment) haddonakoenoro renepatopa e ne
$8.24-3$ Элоктрометники манынтопроводом ($\mu = \infty$)
3245. Show power in the momentum of the matrix is a second state of the matrix of the matrix 39
8 24-4 Электромарнитная мощность (момент) синхронного лвигателя
§ 24-5. Реактивная мощность синхронной машины
Глава двадцать пятая. Режимы работы синхронного генератора 4
§ 25-1. Общие замечания
§ 25-2. Работа генератора на автономную нагрузку
§ 25-3. Работа генератора на сеть бесконечной мощности 41
§ 25-4. Работа генератора через линию передачи большой протяженности
на сеть бесконечной мощности
§ 25-5. Совместная работа генераторов соизмеримой мощности 42
FRADA REARINATE WALL A PAWAME DATE CHUYDOWORD RECATERS & CHU
§ 20-1. Рабочие своиства синхронного двигателя, включенного на сель беско-
§ 20-2. Габота синхронного двигателя при непоминальных условиях 44
у 20-а. гарота сипхронного двигателя от теператора сопомеримой мощности 44 8 26 / Области примонения и рабоние свойства синхронного компонеатора //
у 20-4. Область применения и рабочие своиства синхронного компенсатора 44
Глава двадцать седьмая. Синхронизация синхронных машин с элект-
рической сетью
§ 27-1. Общие замечания
§ 27-2. Способ точной синхронизации машин

ŝ	27-3 27-4. 27-5.	Способ грубой синхронизации (самосинхронизации) генераторов Асинхронный пуск синхронных двигателей и компенсаторов Частотный пуск синхронной маппины	460 464 471
Г	лава	двадцать восьмая. Опытное определение параметров синхрон- ной машины в установившемся режиме	474
ş	28-1. 28-2.	Общие замечания	_
ş Ş	28-3. 28-4.	Режим холостого хода невозбужденного двигателя Режим ненагруженного синхронного двигателя с отрицательным воз-	477
		буждением	478
ş	28-5.	Режим малого скольжения синхронной машины	480
ş	28-6.	Опытное определение сопротивления x_{p}	482
ſ	лава	двадцать девятая. Возбуждение синхронных машин	485
ş	29-1.	Общая характеристика возбуждения	-
§	29 - 2.	Системы независимого возбуждения	488
ş	29-3.	Системы самовозбуждения	493
Г	лава	тридцатая. Потери, нагревание и охлаждение синхронных машин	495
ş	30-1. 30-2.	Потери в синхронных машинах	497
ş	30-3.	Охлаждающие агенты	500
ş	30-4.	Системы охлаждения	502
٢	лава	тридцать первая. Специальные синхронные машины	508
ş	31-1.	Генератор ударной мощности	
ş	31-2.	Индукторные генераторы	510
ş	31-3.	Синхронные машины с постоянными магнитами	512
ş	31-4.	Гидрогенераторы специального исполнения	513

Раздел пятый

УСТАНОВИВШИЕСЯ РЕЖИМЫ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В УСЛОВИЯХ НЕСИММЕТРИИ ИХ ЦЕПЕЙ

Глава тридцать вторая. Параметры машин переменного тока при ис-	
следовании несимметричных режимов	517
§ 32-1. Общие соображения	
§ 32-2. Сопротивления Z ₀ , Z ₁ , Z ₂ трансформатора	523
§ 32-3. Сопротивления Z ₀ , Z ₁ , Z ₂ асинхронной машины	527
§ 32-4. Сопротивления Z ₀ , Z ₁ , Z ₂ синхронной машины	529
Глава тридцать третья. Несимметричные режимы трансформатора	533
§ 33-1. Общие замечания	
§ 33-2. Несимметричные режимы трансформатора со схемой обмоток γ/Δ-11	535

	551
Глава тридцать четвертая. Асинхронный двигатель в условиях несим- метрии	
§ 34-1. Асинхронный двигатель с несимметричными напряжениями на пер- вичной обмотке	
§ 34-2. Асинхронный двигатель с дополнительными несимметричными сопроти- влениями в цепи статора	554
§ 34-3. Работа трехфазного двигателя при наличии однофазной сети	559
§ 34-4. Однофазный асинхронный двигатель	561
тивлениями в цепи ротора	563
Глава тридцать пятая. Несимметричные режимы синхронного генера- тора	569
§ 35-1. Условия работы синхронного генератора в несимметричном режиме	
§ 35-2. Несимметричные установившиеся короткие замыкания синхронного генератора	571
§ 35-3. Опытное определение параметров Z_0 и Z_2	577

🗝 Раздел шестой

машины постоянного тока

Глава тридцать шестая. Общие сведения	583
§ 36-1. Основные определения и типы машин постоянного тока	
§ 36-2. Основные элементы конструкции машин постоянного тока	584
§ 36-3. Номинальные величины	589
§ 36-4. Потери и к. п. д. в машинах постоянного тока	590
Глава тридцать седьмая. Коммутация в машинах постоянного тока	592
§ 37-1. Общие замечания	_
§ 37-2. Уравнение коммутационного процесса	594
§ 37-3. Виды коммутации	597
§ 37-4. Условие безыскровой коммутации	599
§ 37-5. Средства предотвращения искрения на коллекторе	601
Глава тридцать восьмая. Генераторы постоянного тока	607
§ 38-1. Основные уравнения генератора постоянного тока	
§ 38-2. Режим холостого хода генератора независимого возбуждения	608
§ 38-3. Режим холостого хода генератора параллельного возбуждения	-

ð

38-4. Режим работы генератора на автономную нагрузку	. 611
38-5. Совместная работа генераторов на общую нагрузку	616
лава тридцать девятая. Двигатели постоянного тока	. 620
39-1. Основные уравнения двигателя постоянного тока	
39-2. Пуск двигателей в ход	. 621
39-3. Механические характеристики двигателей	. 625
39-4. Регулирование скорости двигателей постоянного тока	. 629
лава сороковая. Коллекторные машины постоянного тока специального	,
назначения	634
40-1. Общие замечания	
40-2. Электромапинные усилители	. —
40-3. Возбудители турбо- и гидрогенераторов	. 639

Раздел седьмой

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

 § 41-1. Общие замечания	648
§ 41-2. Включение трансформатора	648
	. 040
§ 41-3. Внезапное короткое замыкание трансформатора	. 654
§ 41-4. Перенапряжения в трансформаторах	. 660
Глава сорок вторая. Дифференциальные уравнения синхронной машин	ны 670
§ 42-1. Общие соображения	. –
§ 42-2. Уравнения напряжения, содержащие 0, d, q-составляющие переме	н-
ных . `	. 672
§ 42-3. Электромагнитный момент, определенный через d, q-составляющие пер	e-
менных	. 678
§ 42-4. Уравнения синхропной машины в относительных единицах	. 680
§ 42-5. Общая характеристика уравнений машины	. 684
§ 42-6. Теорема о постоянстве потокосцепления	. 685
§ 42-7. Некоторые эквивалентные сопротивления цепей синхронной маши	ны 686
Глава сорок третья. Внезапное короткое замыкание синхронного г	e-
нератора	. 690
§ 43-1. Общие замечания	. —
§ 43-2. Общие физические представления о трехфазном коротком замыкани	и 691
§ 43-3. Токи при трехфазном коротком замыкании	. 694
§ 43-4. Электромагнитный момент при трехфазном коротком замыкании § 43-5. Общие физические представления о двухфазном и однофазном коро	. 708 r-
ких замыканиях	. 709

§ 43-6. Ток якоря при двухфазном коротком замыкании	711
§ 43-7. Перенапряжения при двухфазном коротком замыкании	713
Глава сорок четвертая. Некоторые переходные процессы в синхрон-	
ной машине при малых скольжениях	716
§ 44-1. Точная синхронизация	
§ 44-2. Упрощенные уравнения напряжения цепи статора синхронной машины	719
§ 44-3. Э. д. с. за переходным сопротивлением и электромагнитный момент	
машины при внезапном нарушении установившегося режима	720
§ 44-4. Движение ротора синхронной машины при малом возмущении режима	723
§ 44-5. Динамическая устойчивость синхронной машины	734
Глава сорок пятая. Асинхронный режим синхронных машин	742
§ 45-1. Общие замечания	-
§ 45-2. Токи и момент в асинхронном режиме с постоянным скольжением	743
§ 45-3. Схемы замещения эквивалентных сопротивлений синхронной машины	
в асинхронном режиме	751
Приложение	755
Литература	756

Важнов Александр Иванович

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Научный редактор И. А. Гордон. Редактор Я. В. Зарицкий. Художник В. П. Веселков. Художественный редактор Г. А. Гудков. Технический редактор О. С. Житникова. Корректор Л. П. Махаева.

Сдано в производство 25/VI 1968 г. Подп. к печ. 20/XI 1968 г. М-43086. Печ. л. прив. 56,16. Уч.-изд. л. 48,15. Бум. л. 24. Бумага типографская № 2. 70×90¹/₁₆. Цена 2 р. 15 коп. Зак. 1580. Тираж 20 000 экз. Ленинградское отделение издательства «Энергия», Марсово поле, д. 1 Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградская типография № 1 «Печатный Двор» имени А. М. Горького Главполиграфирома Комитета по печати при Совете Министров СССР, г. Ленинград, Гатчинская ул., 26

.