

В. Я. БЕСПАЛОВ, Н. Ф. КОТЕЛЕНЕЦ

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

*Допущено*

*Учебно-методическим объединением по образованию  
в области энергетики и электротехники  
в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений,  
обучающихся по направлению подготовки 140600 «Электротехника,  
электромеханика и электротехнологии»*

[www.samelectric.ru](http://www.samelectric.ru)

Москва  
  
ACADEMIA  
2006

УДК 621.313(075.8)

ББК 31.261я73

Б534

**Рецензенты:**

зав. кафедрой «Электромеханика» Новосибирского государственного  
технического университета, д-р техн. наук, проф. *А.Ф.Шевченко*;  
зав. кафедрой «Электропривод и автоматизация промышленных установок»  
Московского государственного открытого университета,  
д-р техн. наук, проф. *Г.Б.Онищенко*

**Беспалов В. Я.**

**Б534** Электрические машины : учеб. пособие для студ. высш. учеб.  
заведений / В. Я. Беспалов, Н. Ф. Котеленец. — М. : Изда-  
тельский центр «Академия», 2006. — 320 с.  
ISBN 5-7695-2228-3

Рассмотрены трансформаторы и электрические машины, используемые в современной технике. Показана их решающая роль в генерации, распределении, преобразовании и утилизации электрической энергии. Даны основы теории, характеристики, режимы работы, примеры конструкций и применения электрических генераторов, трансформаторов и двигателей.

Для студентов высших учебных заведений. Может быть использовано в системе повышения квалификации и переподготовки инженеров-электромехаников и инженеров смежных специальностей.

УДК 621.313(075.8)

ББК 31.261я73

*Оригинал-макет данного издания является собственностью  
Издательского центра «Академия», и его воспроизведение любым способом  
без согласия правообладателя запрещается*

© Беспалов В. Я., Котеленец Н. Ф., 2006

© Образовательно-издательский центр «Академия», 2006

© Оформление. Издательский центр «Академия», 2006

ISBN 5-7695-2228-3

## **ПРЕДИСЛОВИЕ**

При написании данного учебного пособия авторы преследовали цель в наиболее доступной форме ознакомить студентов с теорией трансформаторов и электрических машин. Эти электротехнические устройства используются в настоящее время во всех областях человеческой деятельности: при производстве электрической энергии и в промышленности, на транспорте и в сельском хозяйстве, в оборонной и космической технике, в научных и бытовых приборах, в ручном инструменте и игрушках.

История электромеханики насчитывает уже около двух веков, начиная с создания и развития машин постоянного тока, преобладавших до 20-х гг. XX в., после чего доминирующие позиции заняли машины переменного тока.

Существует много фундаментальных монографий и учебников по электрическим машинам. Однако студентам, начинающим изучать этот курс, трудно сориентироваться в чрезмерном объеме существующей информации, выбрать из нее самое важное, а за сложными математическими выражениями увидеть и понять физические принципы работы изучаемых устройств. Кроме того, объем учебных часов по дисциплине «Электрические машины» в соответствии с программой уменьшился за последние 15 лет практически в два раза.

Изучение электрических машин базируется на вузовских курсах высшей математики, физики, теоретической электротехники, электротехнических материалов и метрологии. К сожалению, учебные планы в большинстве вузов построены так, что изучение электрических машин начинается, когда еще не завершено обучение по указанным базовым дисциплинам, а зачастую проходит параллельно. Поэтому при написании данного пособия авторы постоянно учитывали уровень предшествующей подготовки студентов, т. е. стремились к максимальной наглядности изложения материала, объясняли происхождение и значение новых технических терминов и акцентировали внимание на основных положениях и выводах.

Работа между авторами распределилась следующим образом: предисловие, введение и гл. 1—11 написаны В. Я. Беспаловым, гл. 12—22 — Н. Ф. Котеленцем.

Авторы глубоко признательны С. А. Введенскому за помощь в оформлении рукописи.

Вы начинаете изучать новый предмет, который важен для всех электротехнических специальностей, так как электрические машины являются основными источниками и потребителями электроэнергии. Известно, что почти вся электрическая энергия, используемая человечеством, вырабатывается электрическими машинами — синхронными генераторами, и львиная доля ее потребляется электрическими машинами — двигателями с целью преобразования в механическую энергию.

Известны и другие способы генерации электрической энергии, в том числе прямые безмашинные. Например, фотоэлементы преобразуют энергию света в электрическую, и составленные из них солнечные батареи используются на космических аппаратах. Аккумуляторы автомобилей и батарейки преобразуют энергию химической реакции в электрическую, а магнетогидродинамические (МГД) генераторы превращают в электроэнергию механическую энергию ионизированных жидкости или газа, движущихся в магнитном поле.

Однако мощность фотоэлектрических и химических источников электроэнергии несравнимо меньше мощности вращающихся генераторов, а МГД-генераторы из-за конструктивной сложности и ряда других еще не решенных проблем не могут широко использоваться в энергетике.

В настоящее время все большее внимание уделяется созданию и применению нетрадиционных и возобновляемых источников электрической энергии, например, ветроэнергетических установок, приливных и геотермальных электростанций, которые зачастую лучше традиционных электрических станций удовлетворяют требованиям защиты окружающей среды (экологическим) и энергосбережения, обеспечивая гарантированное автономное энергоснабжение потребителей. Однако в этих установках электромашинные генераторы также являются незаменимыми элементами.

Электрические машины — это раздел электромеханики, т.е. области науки и техники, теоретической базой которой является общая теория электромеханического преобразования энергии. Электрические машины по существу являются, а часто и называются электромеханическими преобразователями энергии.

Электромеханика включает в себя следующие разделы:  
электрические машины;  
электрические и электронные аппараты;  
электрический привод;  
системы автоматического регулирования (управления).

Электрические машины и аппараты — это те элементы, без которых не могут создаваться электроприводы и системы автоматического регулирования, т. е. без них невозможно существование автоматики и телемеханики\*. Этим замечанием мы хотим еще раз подчеркнуть роль электрических машин в технике и важность данного курса.

Электрические и электронные аппараты, электропривод и системы автоматического регулирования составляют отдельные предметы, которые изучаются позднее.

В курсе электрических машин рассматриваются вопросы теории, конструкции и рабочие свойства:

трансформаторов — преобразователей значений напряжения;

электрических двигателей — преобразователей электрической энергии в механическую;

электрических генераторов — преобразователей механической энергии в электрическую;

вращающихся преобразователей электроэнергии с одними параметрами (род тока, напряжение, частота и др.) в электроэнергию с другими параметрами.

Французское слово *machine* — «машина» означает устройство, выполняющее механическое движение в целях преобразования энергии, материалов или информации. С позиции этого определения трансформатор не является электрической машиной, так как в нем не осуществляется электромеханическое преобразование энергии. Трансформатор — это статический (т. е. без механического движения) электромагнитный аппарат для изменения значения напряжения переменного тока.

Однако изучение электрических машин лучше начинать именно с трансформатора, так как происходящие в нем физические процессы имеют много общего с процессами во вращающихся машинах, принцип работы которых основан на явлении электромагнитной индукции. На базе теории трансформатора можно более наглядно изложить теорию электрических машин переменного тока.

Электрические машины, в которых используется явление электромагнитной индукции, называют индукционными, а электрические машины, принцип действия которых основан на электростатической индукции, — емкостными. Последние находят ограниченное применение и в данном курсе не рассматриваются.

---

\* Телемеханика — область науки и техники, занимающаяся дистанционным управлением и регулированием на расстоянии (от гр. *tele* — вдале, далеко).

Индукционные электрические машины, получившие широкое распространение, имеют несложные конструкции, просты в эксплуатации и обслуживании, в них легко обеспечиваются подвод и отвод энергии, а также они могут выполняться на различные мощности и скорости вращения. Например, в приборах используются электродвигатели мощностью в доли ватта, а на Костромской ГРЭС эксплуатируются синхронные турбогенераторы мощностью 1 млн 200 тыс. киловатт, изготовленные на заводе «Электросила» в Санкт-Петербурге.

В тепловых электрических станциях — теплоэлектроцентралях (ТЭЦ) и государственных районных электростанциях (ГРЭС) — производится сжигание какого-либо органического топлива: нефти, газа, мазута, угля, сланца, торфа и др. Получаемая при этом теплота преобразует воду в пар в специальных парогенераторах, откуда этот пар под давлением поступает на лопатки турбины. Помимо производства электроэнергии ТЭЦ снабжают промышленные предприятия и жилые здания тепловой энергией.

В настоящее время человечеством используются в основном следующие источники энергии: гидроресурсы (19 %), ядерное (17 %) и органическое (64 %) топливо. Экономический потенциал любой страны в значительной степени определяется ее энергетическими ресурсами, среди которых производство электроэнергии играет первостепенную роль.

В настоящее время на территории России функционируют 520 электрических станций, причем около 20 % электроэнергии вырабатывается на гидравлических электростанциях (ГЭС), а остальные 80 % — на тепловых (ТЭС). Атомные электростанции (АЭС) также являются тепловыми, и их доля в производстве электроэнергии составляет около 13 %.

Следовательно, электрические станции различаются по виду источника первичной механической мощности, преобразуемой в электрическую. Это преобразование на станциях любого типа осуществляют электромашинные генераторы. Генераторы ТЭС, называемые турбогенераторами, приводятся во вращение паровыми или газовыми турбинами, использующими энергию пара или газа высокого давления. На ГЭС используют гидрогенераторы, получающие механическую энергию от гидравлической турбины, приводимой во вращение энергией движущейся воды.

Данный курс содержит следующие разделы:

трансформаторы;

машины переменного тока (асинхронные и синхронные);

коллекторные машины постоянного тока.

### ГЛАВА 1

#### ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

##### 1.1. Материалы, применяемые в электромашиностроении

В электрических машинах и трансформаторах используются проводниковые, изоляционные, магнитные и конструкционные материалы. Проводниковые, изоляционные (диэлектрические) и магнитные материалы называют электротехническими.

Обмотки электрических машин и некоторых трансформаторов изготавливаются из меди. Промышленностью выпускаются также трансформаторы с обмотками из менее дефицитного и более дешевого алюминия. Алюминий имеет значительно меньшую плотность по сравнению с медью, но его удельное электрическое сопротивление примерно в 1,6 раза выше. Технология изготовления алюминиевых обмоток несколько сложнее, чем медных.

Обмотки выполняются из проводников круглого и прямоугольного поперечного сечения, а обмотки маломощных трансформаторов иногда могут выполняться из тонкой фольги.

В процессе работы машин и трансформаторов происходят потери активной мощности, и возникающая при этом тепловая энергия нагревает элементы конструкции. Наименее стойки к воздействию теплоты — изоляционные материалы. В этом смысле они — самый уязвимый элемент конструкции машин и трансформаторов, лимитирующий допустимые потери мощности и температуру нагрева всего устройства.

Кроме теплостойкости электроизоляционные материалы должны иметь высокие электрическую\* и механическую прочность, хорошие теплопроводность и стойкость к воздействию влаги и химически активных веществ.

Важнейшим показателем качества изоляционных материалов является их теплостойкость (или нагревостойкость), которая определяет расход активных материалов, надежность работы и срок

---

\* Под электрической прочностью понимается способность диэлектрика противостоять разрушающему действию электрического напряжения. Измеряется электрическая прочность в киловольтах на миллиметр (кВ/мм).

## Классы изоляционных материалов по нагреваемости

Условное обозначение класса изоляционных материалов	<i>У</i>	<i>А</i>	<i>Е</i>	<i>В</i>	<i>Ф</i>	<i>Н</i>	<i>С</i>
$\Theta_{\text{доп}}, ^\circ\text{C}$	90	105	120	130	155	180	Более 180

службы машин и трансформаторов. Разные изоляционные материалы, имеющие различную нагревостойкость, по ГОСТ 8865—87 подразделяются на семь классов, которые характеризуются максимальной допустимой температурой нагрева  $\Theta_{\text{доп}}$  (табл. 1.1).

Перечислим материалы, принадлежащие к разным классам по нагревостойкости:

*У* — бумага, картон и другие материалы на основе целлюлозы, шелка, хлопка, не пропитанные жидким диэлектриком, а также синтетические материалы: полиэтилен, полистирол и др.;

*А* — материалы на основе целлюлозы, шелка, хлопка и дерева, пропитанные жидким диэлектриком (гетинакс, текстолит, лакоткани, электротехнический картон), трансформаторное масло, капрон и др.;

*Е* — эмаль (винифлекс), эпоксидная смола, лавсан и другие синтетические материалы;

*В* — материалы на основе слюды (миканит, микалента), асбеста и стекловолокна, пропитанные органическими лаками и смолами;

*Ф* — материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, пропитанные смесью органических лаков и кремнийорганическими смолами, а также высокопрочная эмаль на полиэфиримидной основе;

*Н* — материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, пропитанные кремнийорганическими смолами (стекломиканит, стеклолакоткань, стеклотекстолит и др.);

*С* — слюда, асбест, стекловолокно, стекло, кварц, фарфор в чистом виде, без пропиток.

При воздействии температур, превышающих  $\Theta_{\text{доп}}$ , изменяются физико-химические свойства электроизоляционных материалов, снижаются их механическая и диэлектрическая прочность, уменьшается срок службы.

Сердечники электрических машин и трансформаторов изготавливают из магнитного материала — специальной электротехнической стали, которая отличается от обычных конструкционных сталей более высокой магнитной проницаемостью  $\mu$  и более низкими удельными потерями мощности в единице объема. Меньшие



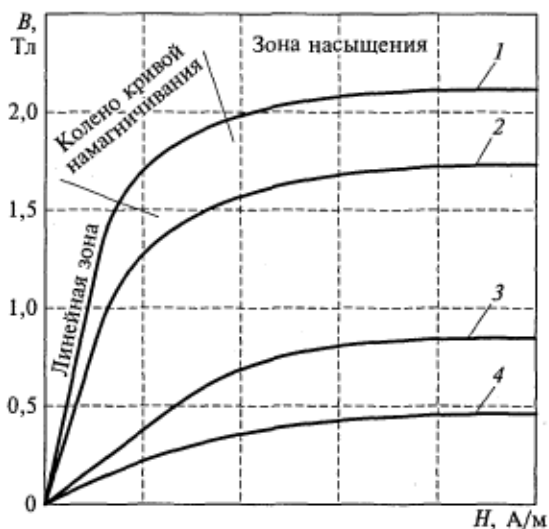


Рис. 1.1. Кривые намагничивания ферромагнитных материалов:

1 — холоднокатаная сталь; 2 — горячекатаная сталь; 3 — конструкционная сталь; 4 — серый чугун

потери в электротехнической стали определяются более высоким удельным электрическим сопротивлением вследствие повышенного содержания кремния.

Характеристики трансформатора, сердечник которого выполнен из конструкционной стали, скажем, из кровельного железа, будут очень плохими (он будет иметь значительно большие габаритные размеры, ток холостого хода и потери), т.е. КПД такого трансформатора окажется весьма низким.

Сердечники магнитопроводов собраны из тонких пластин толщиной обычно 0,35 или 0,5 мм, хотя промышленность выпускает более широкий диапазон толщин. Для увеличения сопротивления вихревым токам пластины изолируются лаком или оксидной пленкой. В результате вихревые токи и вызванные ими потери мощности существенно снижаются.

Существует несколько марок электротехнической стали. При этом сталь, которая используется в сердечниках трансформаторов, часто называют трансформаторной. Ранее это была горячекатаная изотропная\* сталь, сейчас почти исключительно — холоднокатаная анизотропная\*\* сталь. У холоднокатаных сталей магнитная проницаемость в направлении прокатки выше, чем у горячекатаных,

\* Изотропный (от гр. *isos* — равный, одинаковый, подобный и *tropos* — свойство, характер) — со свойствами, одинаковыми во всех направлениях.

\*\* Анизотропный (от гр. *anisos* — неравный и *tropos* — свойство, характер) — с неодинаковыми свойствами в разных направлениях.

а удельные потери меньше. Например, при индукции 1 Тл и частоте  $f = 50$  Гц одна из типичных марок горячекатаной стали имеет потери 1,2 Вт/кг, а холоднокатаной — 0,7 Вт/кг.

Магнитопроводы электрических машин изготавливаются только из изотропной стали, причем как горячекатаной, так и холоднокатаной.

Для сравнения магнитных свойств электротехнических и конструкционной сталей и серого чугуна на рис. 1.1 приведены их кривые намагничивания. Магнитная проницаемость равна отношению индукции  $B$  к напряженности магнитного поля  $H$ . Отметим, что с насыщением она уменьшается.

## 1.2. Роль трансформаторов в электроэнергетике

Обычно невозможно использовать всю электрическую энергию в месте ее производства из-за отсутствия достаточного количества мощных потребителей. И наоборот, в районах с развитой промышленностью возможности строительства новых гидравлических и тепловых электростанций в значительной степени уже исчерпаны.

В то же время в нашей стране в Сибири и на Севере имеются огромные, еще не полностью используемые энергетические ресурсы рек и месторождений жидкого, газообразного и твердого топлива. Строящиеся в этих местах и проектируемые электростанции могут питать электрической энергией как ближайшие, так и отдаленные промышленные районы, для чего потребуется строительство линии электропередачи общей протяженностью 3000...5000 км.

Необходимость передачи электроэнергии на дальние расстояния вызвана также объединением региональных энергетических систем, т.е. решением задачи формирования Единой энергетической системы страны\*.

В объединенной энергосистеме можно оперативно изменять направление передачи электроэнергии из одного района в другой в зависимости от потребности, времени года, суток и т.д. При этом повышаются эффективность использования оборудования электрических станций и надежность электроснабжения потребителей.

Передача электрической энергии на расстояние и ее распределение потребителям не могут осуществляться без многократной трансформации напряжения.

Почему целесообразно передавать электрическую энергию на расстояние при возможно более высоком напряжении в линии  $U_d$ ?

---

\* Энергетической системой называется совокупность электростанций, генерирующих электрическую энергию, трансформаторных подстанций, преобразующих напряжение, линий электропередачи и нагрузок.

Потому что в этом случае для передачи энергии с заданной кажущейся мощностью  $S$  требуется линия передачи, рассчитанная на меньший ток  $I_{л}$ , так как

$$I_{л} = \frac{S}{\sqrt{3}U_{л}}.$$

При этом чем меньше сила тока в линии, тем ниже электрические потери

$$P_{э} = 3I_{л}^2 r_{л} = 3I_{л}^2 \rho \frac{l}{s_{пр}},$$

где  $r_{л}$  — активное сопротивление проводника;  $\rho$  — удельное электрическое сопротивление материала проводов;  $l$  — длина линии.

Следовательно, можно использовать провода с меньшей площадью поперечного сечения  $s_{пр}$ , т. е. существенно снизить расход проводникового материала.

Дело в том, что в любом проводнике допустима определенная предельная плотность тока

$$\Delta = I_{л}/s_{пр}.$$

В случае ее превышения выйдет из строя изоляция (если проводник изолирован), что приведет к аварии машины или трансформатора.

Площадь сечения неизолированных проводов линий электропередачи (ЛЭП), воздушных распределительных сетей, а также изолированных проводников в токоограничивающих реакторах и некоторых других элементах наружной установки в энергосистемах выбирается не по допустимому нагреву, а по экономической плотности тока. При экономической плотности тока обеспечивают оптимальную стоимость электрических потерь активной мощности и эксплуатационные расходы на данном участке сети, а также минимальное отношение стоимости этого участка к нормативному сроку окупаемости затрат на его сооружение. Например, при использовании сталеалюминиевых проводов в ЛЭП экономичная плотность тока составляет примерно  $1 \dots 2 \text{ А/мм}^2$ , что существенно меньше плотности тока в обмотках трансформаторов ( $2,5 \dots 5 \text{ А/мм}^2$ ) и электрических машин ( $5 \dots 7,5 \text{ А/мм}^2$ ).

Таким образом, передача электроэнергии тем экономичнее, чем более высокое напряжение при этом используется.

ГОСТ 23366 устанавливает следующие стандартные напряжения в сетях переменного тока, кВ: 0,22; 0,38; 0,66; 3; 6; 10; 20; 35; 110; 150; 220; 330; 500; 750; 1150. Напряжения до 1000 В принято называть низкими, а напряжение выше этого значения — высокими.

Промышленность выпускает синхронные генераторы с выходным напряжением, не превышающим 35 кВ.

Если проектировать машину на более высокое напряжение, изоляция обмотки статора настолько усложняется, что для ее выполнения придется принципиально менять конструкцию или размеры генератора. Такие высоковольтные синхронные машины еще находятся в стадии научных исследований и опытных разработок.

Итак, напряжение, получаемое от генератора на электростанции, повышается трансформатором, от которого ток поступает в линию электропередачи. В районе использования напряжение вновь необходимо понизить с помощью трансформатора. В распределительных сетях трансформаторы еще более понижают напряжение с одновременным распределением мощности по нагрузкам.

На рис. 1.2 представлена упрощенная схема последовательной трансформации электроэнергии, передаваемой от электростанции потребителям. На схеме не показаны межрайонные поперечные связи, которые широко используются при объединении энергетических систем.

Отметим основные особенности приведенной схемы, типичной для энергетических систем:

1) из-за наличия пяти-шести ступеней трансформации напряжения трансформаторы становятся самыми многочисленными элементами энергосистем;

2) суммарная мощность трансформаторов на каждой последующей ступени принимается большей, чем на предыдущей (так как трансформаторы последующей ступени не бывают все одновременно нагружены до номинальной мощности\*);

3) суммарная мощность всех трансформаторов в энергетической системе в среднем в 6...8 раз превышает суммарную мощность генераторов.

Промышленностью уже изготавливаются трансформаторы мощностью до 1 млн кВ·А и напряжением до 1150 кВ.

Отметим, что напряжение в начале каждой линии электропередачи несколько превышает стандартное. Это необходимо для того, чтобы скомпенсировать падение напряжения на полном сопротивлении линии.

---

\* Под номинальными понимаются значения величин, на которые рассчитан трансформатор. В паспорте и на шитке трансформатора обычно указывают следующие номинальные данные: полная (кажущаяся) мощность  $S$ , кВ·А; первичное и вторичное напряжения  $U_1$ ,  $U_2$ , кВ; токи первичной и вторичной обмоток  $I_1$ ,  $I_2$ , А; напряжение короткого замыкания  $u_k$ , %; частота  $f$ , Гц; режим работы; марка завода-изготовителя; тип (серия) трансформатора; схема и группа соединения обмоток; год выпуска.

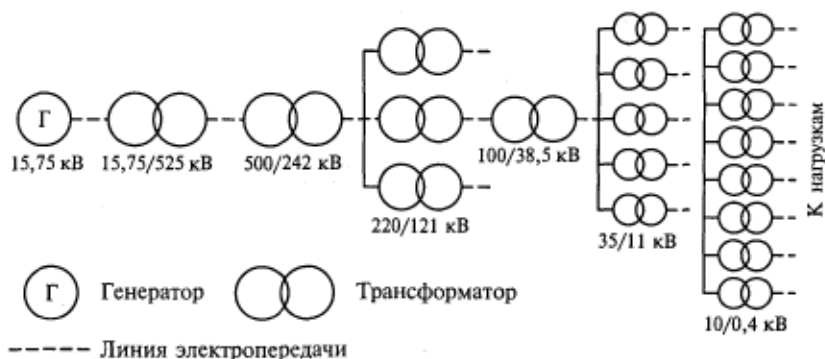


Рис. 1.2. Упрощенная схема передачи и распределения электроэнергии

На принципиальных схемах типа схемы, приведенной на рис. 1.2, короткие трехпроводные связи обозначаются одной сплошной линией, а длинные трехфазные линии электропередачи — одной штриховой линией.

### 1.3. Типы и классификация трансформаторов

Трансформаторы можно классифицировать по различным показателям. Существуют трансформаторы напряжения, трансформаторы тока (главным образом измерительные) и устройства трансформаторного типа:

- преобразователи числа фаз;
- электромагнитные преобразователи частоты (статические удвоители частоты, утроители и т. п.);
- дроссели насыщения или магнитные усилители;
- реакторы, в том числе управляемые;
- статические трансформаторные стабилизаторы напряжения;
- индуктивные накопители энергии.

В данном курсе рассматриваются трансформаторы напряжения, которые бывают:

- силовые, используемые в электрических сетях и системах:
  - для устройств автоматики и радиоэлектроники (в том числе импульсные);
  - высоковольтные, предназначенные для испытания электрооборудования.

Силовые трансформаторы подразделяются следующим образом:

- общего назначения (чаще всего двухобмоточные);
- печные, предназначенные для питания электрических печей;
- сварочные;
- для питания выпрямительных установок (например, на транспортных подстанциях);

автотрансформаторы.

Кроме того, различают следующие силовые трансформаторы напряжения:

- однофазные, трехфазные и с другим числом фаз;
- двухобмоточные и многообмоточные (в зависимости от числа обмоток на фазу);
- сухие и масляные (по способу охлаждения);
- стержневые, броневые и тороидальные (в зависимости от конструкции сердечника магнитопровода);
- со стальным сердечником и без него (воздушные).

## 1.4. Конструкции трансформаторов

Основными элементами конструкции трансформаторов являются сердечник из магнитного материала и обмотки из проводниковой меди или алюминия. Используются также детали из электроизоляционных материалов (каркасы катушек, прокладки и т. п.) и конструкционной стали (бак, крепежные детали и др.).

Наибольшее распространение получили стержневые, броневые и тороидальные сердечники. Последние применяются в трансформаторах малой мощности.

На рис. 1.3 представлена конструкция трехфазного трансформатора с сердечником стержневого типа. На стержнях *A, B, C* сердечника располагаются обмотки. Ярма служат для замыкания магнитной цепи. Сердечник набирается из пластин электротехнической стали, получаемых штамповкой. Для лучшего заполнения пространства внутри цилиндрической обмотки сердечник шихтуется из пластин различных размеров. В результате стержни, а часто и ярма, в поперечном сечении имеют ступенчатую форму (см. разрез *D—D*).

Ближе к стержню располагается обмотка низшего напряжения (НН), так как ее легче изолировать от заземленного сердечника, чем обмотку высшего напряжения (ВН).

Обычно ярма сжимаются прессующими балками, а стержни — шпильками или изоляционными планками, которые забиваются между стержнем и обмоткой.

Сердечник броневое типа для однофазного трансформатора принципиально выглядит

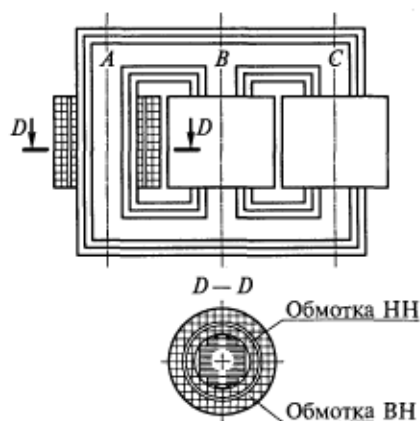


Рис. 1.3. Конструкция трехфазного трехстержневого трансформатора

так же, как в трансформаторе на рис. 1.3, но его обмотки располагаются только на среднем стержне.

В местах соединения ярм и стержней трансформатора образуются стыки. Прямоугольные пластины сердечников из горячекатаной стали образуют прямые стыки (рис. 1.4, *а*), а пластины сердечников из холоднокатаной стали — косые (рис. 1.4, *б*), что способствует снижению потерь в этих местах магнитопровода. (Стрелками на рисунке показано направление магнитного потока.)

В рассмотренных конструкциях ярма и стержни шихтуются совместно в переплет. При этом для уменьшения воздушных зазоров в стыках каждый последующий слой пластин сердечника отличается от предыдущего (см. рис. 1.4). Однако ярма и стержни могут собираться по отдельности, а затем соединяться, образуя стыковой сердечник. Для уменьшения воздушных зазоров в этом случае места соединения ярм и стержней подвергаются механической обработке. При этом между листами стали появляется электрический контакт, и они замыкаются, что приводит к возрастанию потерь в местах стыков. Недостатком такого сердечника по сравнению со шихтованным в переплет являются также большие воздушные зазоры в стыках, вызывающие увеличение магнитного сопротивления потоку, вследствие чего возрастает намагничивающий ток трансформатора и снижается его коэффициент мощности.

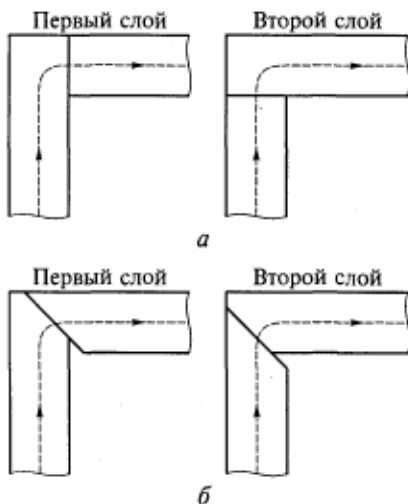


Рис. 1.4. Прямые (*а*) и косые (*б*) стыки, образующиеся при соединении ярма и стержня трансформатора

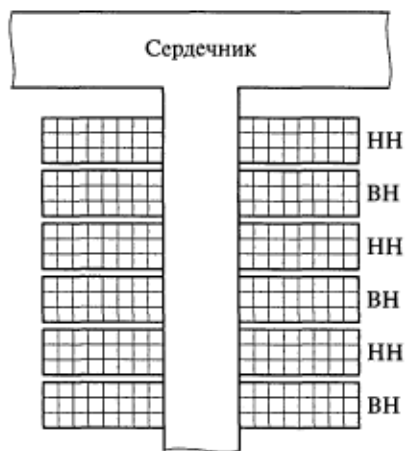


Рис. 1.5. Схема чередования дисковых обмоток трансформатора

Тороидальные сердечники наматываются из ленточной электротехнической стали или специальных магнитных сплавов. Большая серия трансформаторов с такими магнитопроводами используется в схемах микроэлектроники. При этом их обмотки выполняются из медного провода, алюминиевой или медной фольги.

В типичных конструкциях силовых трансформаторов используются концентрические и чередующиеся (или дисковые) обмотки. В первом случае обмотки НН и ВН выполняются в виде цилиндров, концентрически расположенных на стержне сердечника (см. рис. 1.3), а во втором — они чередуются по высоте стержня (рис. 1.5).

### **Контрольные вопросы**

1. Какие существуют классы нагревостойкости изоляционных материалов? Приведите примеры материалов, относящихся к каждому из этих классов.

2. Почему магнитные сердечники трансформаторов и электрических машин выполняются шихтованными?

3. Чем электротехнические стали отличаются от конструкционных?

4. Поясните назначение трансформатора и его роль в электроэнергетике.

5. Какие существуют виды трансформаторов и устройств трансформаторного типа?

6. Каковы основные элементы конструкции трансформатора?



### 2.1. Закон электромагнитной индукции

В основе работы трансформатора лежит явление электромагнитной индукции, открытое в 1831 г. английским ученым М. Фарадеем, который доказал, что при всяком изменении магнитного потока  $\Phi$ , пронизывающего проводящий контур, в нем возникает (индуцируется) электродвижущая сила (ЭДС), пропорциональная скорости изменения этого потока во времени:

$$e \sim \frac{d\Phi}{dt}.$$

Петербургский профессор Э.Х. Ленц в 1833 г. доказал, что индуцируемая ЭДС направлена так, что вызванный ею ток препятствует изменению магнитного потока  $\Phi$ . Правило Ленца позволяет для проводящего контура с одним витком ( $w = 1$ ) записать

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}.$$

Так как в контуре с несколькими витками ЭДС пропорционально возрастает, закон электромагнитной индукции будет иметь вид

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt}. \quad (2.1)$$

Так как поток  $\Phi$  является потокоцеплением одного витка, потокоцепление контура  $\Psi = w\Phi$ .

Отношение потокоцепления контура  $\Psi$  к протекающему току  $i$  называется индуктивностью:

$$L = \frac{\Psi}{i}, \quad (2.2)$$

т.е.  $L$  численно равна удельному потокоцеплению, создаваемому током в один ампер.

С учетом изложенного возможны другие формы записи (2.1):

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -\frac{d(Li)}{dt} = -L \frac{di}{dt}. \quad (2.3)$$

Вынести индуктивность  $L$  из-под знака дифференцирования можно, если она не меняется во времени. Индуктивность в транс-

форматоре может изменяться только в результате насыщения материала сердечника, когда с увеличением намагничивающего тока  $i$  и напряженности поля  $H$  уменьшается магнитная проницаемость стали (см. рис. 1.1). При работе трансформатора на колене кривой намагничивания и в зоне насыщения индуктивность  $L$  зависит от тока  $i$ , а так как переменный ток  $i=f(t)$ , будет изменяться во времени и  $L$ . Следовательно, последнее выражение в формуле (2.3) справедливо лишь при отсутствии или без учета насыщения сердечника.

## 2.2. Процессы, происходящие в однофазном трансформаторе при холостом ходе

Начнем анализ физических процессов с простейшего однофазного двухобмоточного трансформатора, схема которого изображена на рис. 2.1. Это изображение условное, так как у реального трансформатора первичная и вторичная обмотки располагаются на одном стержне, что обеспечивает лучшую индуктивную связь.

Все сказанное далее об однофазном трансформаторе будет в равной степени справедливо для одной фазы трехфазного трансформатора. Большинство уравнений в теории трансформаторов записывается для одной фазы, ибо в симметричных режимах их работы физические процессы, происходящие в двух других фазах, совершенно аналогичны, но протекают со сдвигом по времени на одну треть периода.

Принимаем допущение, что сердечник трансформатора не насыщен, т.е. индуктивности обмоток постоянны и их взаимные индуктивности равны:

$$M_{12} = M_{21} = M.$$

Будем пока для простоты считать, что число витков первичной обмотки  $w_1$  равно числу витков вторичной обмотки  $w'_2$ . Это условие соответствует трансформатору, у которого вторичная обмотка приведена к первичной. Такое приведение рассмотрено в подразд. 2.5.

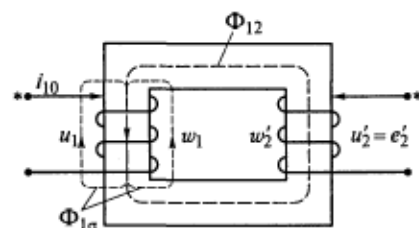


Рис. 2.1. Условная схема однофазного трансформатора

На рис. 2.1 начала обмоток отмечены звездочками. Примем следующее правило знаков: токи, входящие в начала обмоток, создают в сердечнике потоки одного направления. Холостым ходом трансформатора является режим работы при разомкнутой вторичной обмотке.

Если первичную обмотку трансформатора подключить к

сети переменного тока с напряжением  $u_1$ , по обмотке потечет ток  $i_{10}$ . Намагничивающая сила обмотки  $F_1 = i_{10}w_1$  создает поток  $\Phi_1$ , который наведет в первичной обмотке ЭДС самоиндукции  $e$ . Все названные здесь величины изменяются во времени синусоидально и являются мгновенными значениями\*. Последовательность происходящих в этом случае физических процессов можно записать в следующем виде:

$$u_1 \rightarrow i_{10} \rightarrow F_1 \rightarrow \Phi_1 \rightarrow \Psi_1 \rightarrow e.$$

Данная цепочка хорошо отражает причинно-следственные связи происходящих процессов и не следует путать их. Обратите внимание, что индуцироваться (наводиться) может только ЭДС; другие величины либо создаются, либо вызываются величинами предшествующими в этой цепочке.

Полный поток  $\Phi_1$ , созданный первичной обмоткой, делится на две принципиально различные части:

$$\Phi_1 = \Phi_{12} + \Phi_{1\sigma},$$

где  $\Phi_{12}$  — поток взаимной индукции, замыкающийся по сердечнику и сцепленный с контуром вторичной обмотки;  $\Phi_{1\sigma}$  — поток рассеяния первичной обмотки, сцепленный только с ее витками и замыкающийся по воздуху, т. е. поток самоиндукции. Магнитное сопротивление воздушных участков намного больше сопротивления сердечника, следовательно,  $\Phi_{12} > \Phi_{1\sigma}$ .

Умножив величины последнего равенства на  $w_1$ , получим следующие потокосцепления:

$$\Psi_1 = \Psi_{12} + \Psi_{1\sigma},$$

разделив которые, в свою очередь, на  $i_{10}$ , перейдем к индуктивностям, соответствующим каждому из потокосцеплений:

$$L_1 = M_{12} + l_{1\sigma},$$

где  $L_1$  — полная индуктивность первичной обмотки;  $M_{12}$  — взаимная индуктивность обмоток;  $l_{1\sigma}$  — индуктивность рассеяния первичной обмотки.

После умножения полученных индуктивностей на угловую частоту  $\omega = 2\pi f$  (где  $f$  — частота сети) получим следующие индуктивные сопротивления:

$$\omega L_1 = x_{12} + x_1,$$

где  $\omega L_1$  — индуктивное сопротивление, соответствующее полному потокосцеплению первичной обмотки  $\Psi_1$  (в теории трансфор-

\* В цепях переменного тока следует четко различать мгновенные, действующие (эффективные), комплексные и средние значения переменных.

маторов этот параметр\* используется только при анализе переходных режимов);  $x_{12} = \omega M_{12}$  — индуктивное сопротивление взаимной индукции, обусловленное потокоцеплением  $\Psi_{12}$ ;  $x_1 = \omega l_{1\sigma}$  — индуктивное сопротивление рассеяния первичной обмотки, соответствующее ее потокоцеплению рассеяния  $\Psi_{1\sigma}$ .

Протекающий во вторичной обмотке трансформатора ток также создаст потоки взаимной индукции и рассеяния. При этом поток рассеяния будет определять индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки  $x_2$ .

Сердечник из ферромагнитного материала является обязательным элементом конструкций трансформаторов и электрических машин. Имея высокую магнитную проницаемость, он обеспечивает возможность создания максимально возможного магнитного потока в минимальном объеме, т.е. высокую плотность электромагнитной энергии.

Теперь объясним, почему в теории и методиках расчета электромагнитных устройств (в том числе трансформаторов и электрических машин) много внимания уделяется потокам и параметрам рассеяния. Для этого сравним магнитные и электрические цепи и соответствующие им изоляторы.

Отношение удельной проводимости типичного электрического изолятора к проводимости проводника (скажем, меди) будет порядка  $10^{-16}$ . Отношение магнитной проницаемости типичного «магнитного изолятора» (воздуха) к проницаемости «магнитного проводника» (электротехнической стали) составляет порядка  $10^{-3}$ . Отсюда следует важный вывод: электрический ток практически весь идет по проводникам, в то время как магнитный поток имеет тенденцию рассеиваться, т.е. осязаемая его часть замыкается вне магнитопроводов. Игнорировать поток рассеяния нельзя, так как в устройствах переменного тока он, воздействуя на создавшие его обмотки, влияет на ток и значения других переменных. Магнитные потери от потоков рассеяния относят к так называемым добавочным потерям.

Пусть  $\Phi_{12} = \Phi_m \sin \omega t$ , тогда ЭДС, наведенные в первичной и вторичной обмотках потоком взаимной индукции, можно записать в виде

$$\begin{aligned} e_1 &= -w_1 \frac{d\Phi_{12}}{dt} = -w_1 \omega \Phi_m \cos \omega t; \\ e_2 &= -w_2 \frac{d\Phi_{12}}{dt} = -w_2 \omega \Phi_m \cos \omega t. \end{aligned} \quad (2.4)$$

---

\* Напомним, что в электротехнике параметрами чаще всего называют активные, реактивные (т.е. индуктивные и емкостные) и полные (комплексные) сопротивления.

Отметим, что  $e_1$  и  $e_2$  отстают по фазе от  $\Phi_{12}$  на  $90^\circ$ .  
Запишем действующие значения ЭДС обмоток:

$$\begin{aligned} E_1 &= \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{w_1 \omega \Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{w_1 2\pi f \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44 f w_1 \Phi_m; \\ E_2 &= \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{w_2 \omega \Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{w_2 2\pi f \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44 f w_2 \Phi_m. \end{aligned} \quad (2.5)$$

В формулах (2.5) ЭДС выражена в вольтах, а амплитуда потока взаимоиנדукции — в веберах (если выражать  $\Phi_m$  в максвеллах, то правые части формул следует умножить на  $10^{-8}$ ).

Возьмем отношения левых и правых частей формул (2.5):

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = k. \quad (2.6)$$

Величина  $k$  называется коэффициентом трансформации трансформатора (обратите внимание, что  $k$  не равен отношению первичного и вторичного напряжений).

Поток рассеяния  $\Phi_{1\sigma}$  наводит в первичной обмотке соответствующую ЭДС

$$e_{1\sigma} = -w_1 \frac{d\Phi_{1\sigma}}{dt}.$$

По второму правилу Кирхгофа для первичной обмотки можно записать

$$u_1 + e_1 + e_{1\sigma} = i_{10} r_1,$$

где  $r_1$  — активное сопротивление первичной обмотки.

Представим ЭДС в соответствии с законом электромагнитной индукции:

$$u_1 = i_{10} r_1 + w_1 \frac{d\Phi_{1\sigma}}{dt} + w_1 \frac{d\Phi_{12}}{dt}.$$

Для силовых трансформаторов средней и большой мощности сумма первых двух членов правой части этого уравнения будет намного меньше  $u_1$  и  $e_1$ , поэтому можно считать, что

$$u_1 \approx w_1 \frac{d\Phi_{12}}{dt} = -e_1. \quad (2.7)$$

Тогда действующее значение первичного напряжения можно записать в виде

$$U_1 = 4,44 f w_1 \Phi_m. \quad (2.8)$$

С учетом приближения в формуле (2.8)  $U_1 \approx E_1$ ,  $U_2 \approx E_2$ ,  $k = U_1/U_2$ .

Формула (2.8) играет большую роль в инженерных расчетах, так как показывает, что при заданных  $f$  и  $w_1$  значение магнитного

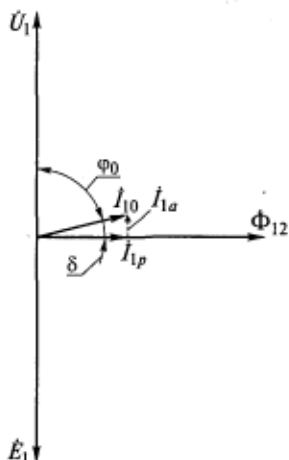


Рис. 2.2. Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе

потока в сердечнике трансформатора определяется значением приложенного напряжения.

Подчеркнем некоторые важные соотношения фаз переменных первичной обмотки:

в соответствии с (2.4)  $e_1$  отстает от  $\Phi_{12}$  на  $90^\circ$ ;

в соответствии с (2.7)  $u_1$  и  $e_1$  находятся в противофазе;

при допущении  $r_1 = 0$  ток  $i_{10}$  отстает от напряжения  $u_1$  на  $90^\circ$ , т. е. является реактивным током ( $i_{10} = i_{1p}$ );

согласно закону Ома для магнитной цепи,  $\Phi_{12}$  совпадает по фазе с создавшей его МДС и током  $i_{1p}$ .

Все названные переменные можно изобразить на комплексной временной плоскости в виде векторной диаграммы (рис. 2.2).

Важно отметить, что при допущении  $r_1 = 0$  магнитный поток всегда создается реактивным током, который также называют намагничивающим. Ток холостого хода трансформатора  $I_{10}$  можно считать равным намагничивающему, если не учитывать потери активной мощности в стали сердечника. Потери в стали определяют появление относительно небольшой активной составляющей  $I_{1a}$  в токе холостого хода трансформатора (показана штриховой линией на рис. 2.2), поэтому в этом случае угол  $\varphi_0 < 90^\circ$ .

### 2.3. Процессы, происходящие в однофазном трансформаторе при нагрузке

Рассмотрим теперь трансформатор, первичная обмотка которого подключена к сети с напряжением  $u_1$ , а вторичная — замкнута на некоторое сопротивление нагрузки. Ток  $i_2$  в цепи вторичной обмотки и нагрузки создает свой поток, который так же, как поток первичной обмотки, делится на потоки взаимной индукции и рассеяния. Составляющая, определяющая поток взаимной индукции, наводит ЭДС в обеих обмотках, а поток рассеяния — только во вторичной.

Потоки взаимной индукции, созданные первичной и вторичной обмоткой, в сердечнике складываются, образуя результирующий рабочий поток трансформатора  $\Phi_{12}$ . Отметим, что согласно закону электромагнитной индукции эти потоки во времени действуют почти в противофазе. В контуре силовой линии потока  $\Phi_{12}$

(см. рис. 2.1) действует сумма МДС обеих обмоток, которая не может равняться нулю, так как тогда отсутствовал бы сам поток  $\Phi_{12}$ . Сумма мгновенных значений МДС обмоток равна МДС первичной обмотки при холостом ходе:

$$f_1 + f_2 = f_{10}, \text{ или } i_1 w_1 + i_2 w_2 = i_{10} w_1. \quad (2.9)$$

Из (2.9) видно, что МДС первичной обмотки трансформатора при работе на нагрузку можно разбить на две составляющие:

$$i_1 w_1 = (-i_2 w_2) + i_{10} w_1.$$

Первая из них равна по значению и противоположна по знаку МДС вторичной обмотки, а вторая равна МДС первичной обмотки при холостом ходе.

Разделив члены формулы (2.9) на  $w_1$ , получим

$$i_1 + i_2 \frac{w_2}{w_1} = i_{10}, \text{ или } i_1 + i_2' = i_{10}, \quad (2.10)$$

где  $i_2' = i_2/k$  — ток вторичной обмотки, приведенный к числу витков первичной обмотки.

Аналогично для комплексных величин запишем

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' = \dot{I}_{10}. \quad (2.11)$$

Итак, по закону Ома для магнитной цепи рабочий поток в сердечнике нагруженного трансформатора

$$\Phi_{12} = \frac{f_1 + f_2}{R_\mu} = \frac{f_{10}}{R_\mu} = \frac{i_{10} w_1}{R_{\mu\text{ст}} + R_{\mu\delta}} \approx \frac{i_{10} w_1}{R_{\mu\text{ст}}}, \quad (2.12)$$

где  $R_\mu$  — магнитное сопротивление цепи;  $R_{\mu\text{ст}}$  — магнитное сопротивление стальных участков сердечника;  $R_{\mu\delta}$  — магнитное сопротивление ничтожно малых воздушных зазоров в стыках яра и стержня. Так как  $R_{\mu\text{ст}} \gg R_{\mu\delta}$ , вторым можно пренебречь. Выражение (2.12) справедливо также для действующих значений. Тогда для любого участка из магнитной стали

$$R_{\mu\text{ст}} = \frac{l_{\text{ср}}}{\mu S},$$

где  $l_{\text{ср}}$  — средняя длина силовой линии;  $\mu$  — магнитная проницаемость стали;  $S$  — площадь поперечного сечения магнитопровода.

При достаточно больших  $I_{10}$  и  $F_{10}$  сталь насыщается,  $\mu$  уменьшается и  $R_{\mu\text{ст}}$  возрастает, вследствие чего нарушается линейность функции  $\Phi_{12} = f(I_{10})$ , график которой показан на рис. 2.3, а.

Таким образом, сформулируем важный вывод: основной (рабочий) поток трансформатора  $\Phi_{12}$  и соответствующее ему индуктивное сопротивление взаимной индукции  $x_{12}$  зависят от насыщения.

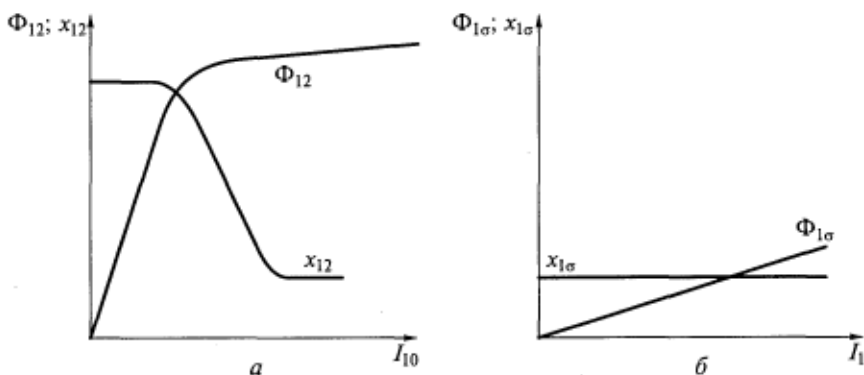


Рис. 2.3. Влияние насыщения на рабочий магнитный поток и индуктивные сопротивления взаимной индукции (а) и на магнитный поток и индуктивное сопротивление рассеяния (б)

Для контура потока рассеяния первичной обмотки (см. рис. 2.1) можно записать через действующие значения переменных

$$\Phi_{1\sigma} = \frac{F_1}{R_{\mu}} = \frac{i_1 w_1}{R_{\mu\text{ст}} + R_{\mu\delta}} \approx \frac{i_1 w_1}{R_{\mu\delta}}. \quad (2.13)$$

Поток рассеяния  $\Phi_{1\sigma}$  замыкается в основном по воздуху, магнитное сопротивление которого

$$R_{\mu\delta} = \frac{l_{\text{ср}}}{\mu_0 S},$$

где  $\mu_0$  — магнитная проницаемость воздуха.

Так как  $\mu \gg \mu_0$ , магнитное сопротивление  $R_{\mu\text{ст}} \ll R_{\mu\delta}$ , т. е. значением  $R_{\mu\text{ст}}$  можно пренебречь. Так как воздушные участки не насыщаются, функция  $\Phi_{1\sigma} = f(I_1)$  линейна (рис. 2.3, б).

Следовательно, поток рассеяния любой обмотки трансформатора и соответствующее ему индуктивное сопротивление рассеяния не зависят от насыщения стали.

Для закрепления рассмотренных физических явлений уместно сравнить магнитные цепи переменного и постоянного тока. Для тех и других справедлив закон Ома, но есть принципиальная разница.

Представим себе катушку, которая поочередно располагается на трех различных магнитных сердечниках: без воздушного зазора, с небольшим воздушным зазором и разомкнутом, т. е. с большим воздушным зазором. Магнитные сопротивления этих сердечников соответственно будут  $R_{\mu 1}$ ,  $R_{\mu 2}$ ,  $R_{\mu 3}$ .

Вид зависимостей полного потока  $\Phi$  от создавшего его переменного тока в катушке  $I$  для разных сердечников представлена



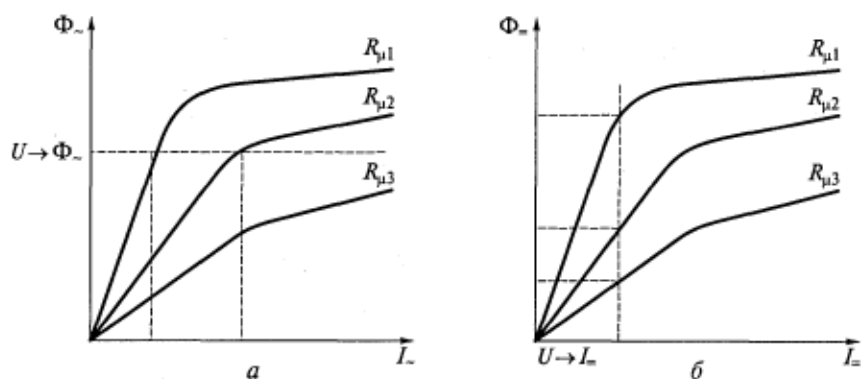


Рис. 2.4. Сравнение магнитных цепей переменного (а) и постоянного (б) токов

на рис. 2.4, а, а при питании этой катушки постоянным током — семейством кривых  $\Phi_{=} = f(I_{=})$  на рис. 2.4, б.

Согласно (2.8) поток  $\Phi_{=}$  определяется приложенным к катушке напряжением  $U_{1}$ . Однако при разных  $R_{\mu}$  для создания заданного  $\Phi_{=}$  необходимы различные токи  $I_{=}$ . Иначе говоря, одна и та же обмотка на разных сердечниках имеет различные индуктивные сопротивления.

Если к зажимам обмотки подвести постоянное напряжение, ток будет определяться только напряжением и активным сопротивлением обмотки, т. е.  $I_{=} \neq f(R_{\mu})$ . Однако от  $R_{\mu}$  будет зависеть поток  $\Phi_{=}$ , который создается в сердечнике этим заданным током.

В этом состоит важнейшее различие магнитных цепей переменного и постоянного тока.

## 2.4. Дифференциальные уравнения трансформатора

По второму правилу Кирхгофа сумма ЭДС, действующих в контуре первичной обмотки нагруженного трансформатора, равна падению напряжения на активном сопротивлении обмотки:

$$u_1 - L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} = i_1 r_1,$$

где  $-L_1 \frac{di_1}{dt}$  — ЭДС самоиндукции, определяемая собственным током обмотки;  $-M \frac{di_2}{dt}$  — ЭДС взаимной индукции, определяемая током вторичной обмотки.

Тогда можно записать

$$u_1 = i_1 r_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}. \quad (2.14)$$

В контуре вторичной обмотки сумма ЭДС самоиндукции  $-L_2 \frac{di_2}{dt}$  и взаимоиנדукции  $-M \frac{di_1}{dt}$  уравновешивается суммой падений напряжений на активном сопротивлении обмотки и нагрузке:

$$\begin{aligned} -L_2 \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt} &= u_2 + i_2 r_2; \\ u_2 &= -i_2 r_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Отметим также, что в уравнениях (2.14) и (2.15) не выделены в самостоятельные слагаемые ЭДС, наводимые потоками рассеяния обмоток.

Они входят как составные части в ЭДС самоиндукции, обусловленные полными потокоосцеплениями.

Из уравнения баланса МДС (2.9) найдем токи обмоток:

$$i_1 = i_{10} - i_2 \frac{w_2}{w_1}; \quad i_2 = i_{10} \frac{w_1}{w_2} - i_1 \frac{w_1}{w_2},$$

подставив которые в уравнения (2.14) и (2.15), получим

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 r_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{w_1}{w_2} \frac{di_{10}}{dt} - M \frac{w_1}{w_2} \frac{di_1}{dt}; \\ u_2 &= -i_2 r_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_{10}}{dt} + M \frac{w_2}{w_1} \frac{di_2}{dt}. \end{aligned}$$

После группирования подобных членов запишем:

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 r_1 + \left( L_1 - M \frac{w_1}{w_2} \right) \frac{di_1}{dt} + M \frac{w_1}{w_2} \frac{di_{10}}{dt}; \\ u_2 &= -i_2 r_2 - \left( L_2 - M \frac{w_2}{w_1} \right) \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_{10}}{dt}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Введем некоторые обозначения.

Индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток:

$$l_{1\sigma} = L_1 - M \frac{w_1}{w_2}; \quad l_{2\sigma} = L_2 - M \frac{w_2}{w_1}. \quad (2.17)$$

ЭДС, наведенные в обмотках потоками рассеяния:

$$e_{1\sigma} = -l_{1\sigma} \frac{di_1}{dt}; \quad e_{2\sigma} = -l_{2\sigma} \frac{di_2}{dt}. \quad (2.18)$$

ЭДС, наведенные в обмотках рабочим потоком  $\Phi_{12}$ :

$$e_1 = -M \frac{w_1}{w_2} \frac{di_{10}}{dt} = -w_1 \frac{d\Phi_{12}}{dt};$$

$$e_2 = -M \frac{di_{10}}{dt} = -w_2 \frac{d\Phi_{12}}{dt}. \quad (2.19)$$

Подставив (2.17) и (2.19) в (2.16), получим

$$u_1 = i_1 r_1 + l_{1\sigma} \frac{di_1}{dt} - e_1;$$

$$u_2 = -i_2 r_2 - l_{2\sigma} \frac{di_2}{dt} + e_2. \quad (2.20)$$

Поскольку мы рассматриваем трансформатор с ненасыщенным сердечником, то при синусоидальном напряжении  $u_1$  все остальные переменные в этих уравнениях также будут синусоидальными функциями времени, если речь идет об установившихся режимах.

Тогда для комплексных величин уравнения (2.20) будут иметь вид

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 r_1 + j\omega l_{1\sigma} \dot{I}_1 - \dot{E}_1;$$

$$\dot{U}_2 = -\dot{I}_2 r_2 - j\omega l_{2\sigma} \dot{I}_2 + \dot{E}_2.$$

Для первичной и вторичной обмоток введем индуктивные сопротивления рассеяния

$$x_1 = \omega l_{1\sigma}; \quad x_2 = \omega l_{2\sigma}$$

и полные комплексные сопротивления

$$Z_1 = r_1 + jx_1; \quad Z_2 = r_2 + jx_2.$$

В итоге получим комплексные уравнения трансформатора, которые чаще всего записываются в следующем виде:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1;$$

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2. \quad (2.21)$$

Отметим, что ЭДС, наведенные в обмотках рабочим потоком, отличаются от напряжений на зажимах на относительно небольшие значения падений напряжения в полных сопротивлениях обмоток.

## 2.5. Приведение вторичной обмотки трансформатора к первичной

Кажущиеся мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора примерно равны:

$$S_1 \approx S_2, \text{ или } U_1 I_1 \approx U_2 I_2.$$

Поскольку в силовых трансформаторах всегда  $U_1 \neq U_2$  и  $w_1 \neq w_2$ , то не равны и токи в их обмотках, т. е.  $I_1 \neq I_2$ .

Напряжения, токи и МДС первичной и вторичной обмоток трансформатора могут иметь разные порядки, например  $U_1/U_2 = 15,75 \text{ кВ}/524 \text{ кВ}$ . Такие сильно отличающиеся значения неудобно изображать на общей векторной диаграмме и использовать в общих формулах. Поэтому при анализе всех электромагнитных устройств с магнитосвязанными контурами вторичные контуры приводят к первичным, однако можно поступить и наоборот, т. е. привести первичную обмотку к вторичной.

После приведения выравниваются порядки переменных, относящихся к разным обмоткам. Очень важно также, что только после приведения можно построить схему замещения трансформатора (см. подразд. 2.2).

Физический смысл приведения состоит в том, что реальная вторичная обмотка с числом витков  $w_2$  заменяется воображаемой обмоткой с числом витков  $w'_2 = w_1$  таким образом, чтобы их МДС, мощности, потери и фазовые углы были равны. Поскольку МДС при приведении не изменяется, останется прежним и рабочий магнитный поток. Хотя приведенная вторичная обмотка имеет одинаковое с первичной обмоткой число витков, диаметр катушки и расположение ее витков относительно сердечника у них различны (см. рис. 1.3). Следовательно, различаются значения и картины их полей рассеяния, т. е.  $x'_2 \neq x_1$ . Из-за различия размеров проводов обмоток  $r'_2 \neq r_1$ .

Коэффициентом приведения является коэффициент трансформации

$$k = \frac{w'_2}{w_2} = \frac{w_1}{w_2}.$$

Согласно (2.5) ЭДС в приведенной вторичной обмотке

$$E'_2 = 4,44 f w'_2 \Phi_m = E_1.$$

Из (2.6) очевидно, что

$$k = E'_2 / E_2.$$

Следовательно,

$$E'_2 = k E_2. \quad (2.22)$$

Аналогично приводится вторичное напряжение:

$$U'_2 = kU_2. \quad (2.23)$$

Формулы для приведения комплексных и мгновенных значений ЭДС и напряжений аналогичны формулам (2.22) и (2.23).

Кажущаяся мощность вторичной обмотки при приведении не изменится, т. е.

$$U_2 I_2 = U'_2 I'_2.$$

Подставив в это выражение формулу (2.23), получим

$$U_2 I_2 = kU_2 I'_2,$$

откуда приведенный ток

$$I'_2 = I_2/k. \quad (2.24)$$

Формулы для приведения комплексных и мгновенных значений тока аналогичны формуле (2.24).

В установившемся режиме выражение для комплексных значений ЭДС, наведенных в обмотках трансформатора рабочим потоком, в соответствии с (2.19) будут иметь вид

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= -j\omega M \frac{w_1}{w_2} \dot{I}_{10} = -jx'_{12} \dot{I}_{10}; \\ \dot{E}'_2 &= k\dot{E}_2 = -j\omega M \frac{w_1}{w_2} \dot{I}_{10} = -jx'_{12} \dot{I}_{10}, \end{aligned} \quad (2.25)$$

где приведенное индуктивное сопротивление взаимной индукции

$$x'_{12} = kx_{12} = \frac{w_1}{w_2} \omega M.$$

Из выражений (2.25) видно, что  $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$ . Кроме того, эти выражения определяют два способа учета воздействия рабочего потока на обмотки трансформатора. Первый — введение в уравнения Кирхгофа ЭДС, наведенных этим потоком [см. (2.21)]; второй — введение в уравнения падения напряжений на индуктивном сопротивлении  $x'_{12}$  [см. (2.25)]. Кстати, эти же способы используют для учета воздействия на обмотку ее потока рассеяния.

Одновременно умножим все члены второго уравнения (2.21) на  $k^2$  и разделим на  $k$ :

$$\frac{\dot{U}_2 k^2}{k} = \frac{\dot{E}_2 k^2}{k} - \frac{\dot{I}_2}{k} Z_2 k^2.$$

Обозначим приведенные сопротивление вторичной обмотки:

$$\begin{aligned} Z'_2 &= k^2 Z_2 = k^2 r_2 + jk^2 x_2; \\ r'_2 &= k^2 r_2; \quad x'_2 = k^2 x_2. \end{aligned} \quad (2.26)$$

С учетом (2.23), (2.24) и (2.26) комплексное приведенное напряжение вторичной обмотки можно записать в виде

$$\dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 Z'_2. \quad (2.27)$$

Нетрудно показать, что электрические потери мощности во вторичной обмотке трансформатора при приведении не изменяются:

$$P_{32} = (I'_2)^2 r'_2 = \frac{I_2^2}{k^2} k^2 r_2 = I_2^2 r_2.$$

## 2.6. Основные уравнения и векторная диаграмма трансформатора

В установившемся режиме трансформатор описывается следующими комплексными уравнениями:

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_{10}; \quad \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1; \quad \dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 Z'_2. \quad (2.28)$$

В реальных условиях эксплуатации трансформатор часто работает при переменной нагрузке. Под изменением нагрузки понимается изменение ее сопротивления. В результате изменяются ток нагрузки  $\dot{I}'_2$  и потребляемый из сети ток  $\dot{I}_1$ . Однако ток холостого хода  $\dot{I}_{10}$  при этом остается практически постоянным.

Уравнения (2.28) можно представить на временной комплексной плоскости в виде векторной диаграммы трансформатора (рис. 2.5).

Диаграмму начинаем строить, выбрав направление вектора потока  $\Phi_{12}$ . С ним совпадает вектор намагничивающего тока  $\dot{I}_{1p}$ , а вектор активной составляющей тока холостого хода  $\dot{I}_{1a}$  ему перпендикулярен. Вектор тока холостого хода равен геометрической сумме этих компонент:

$$\dot{I}_{10} = \dot{I}_{1p} + \dot{I}_{1a}.$$

Рис. 2.5. Векторная диаграмма трансформатора при активно-индуктивной нагрузке

Вектор равных ЭДС  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}'_2$ , наведенных в первичной и вторичной обмотках потоком  $\Phi_{12}$ ,

отстает от него по фазе на  $90^\circ$ . Значение и характер сопротивления нагрузки определяют значение и фазу вторичного тока  $\dot{I}'_2$ . Согласно последнему уравнению системы (2.28) к  $\dot{E}'_2$  надо прибавить отрицательный вектор падения напряжения на полном сопротивлении вторичной обмотки  $-\dot{I}'_2 Z'_2$ , чтобы получить вектор напряжения на зажимах вторичной обмотки  $\dot{U}'_2$ . В треугольнике векторов падений напряжений, описываемом выражением

$$-\dot{I}'_2 Z'_2 = -j\dot{I}'_2 x'_2 - \dot{I}'_2 r'_2,$$

сначала строится вектор  $-j\dot{I}'_2 x'_2$ , затем вектор  $-\dot{I}'_2 r'_2$  и, наконец, вектор  $-\dot{I}'_2 Z'_2$ .

Следующий этап построения связан с определением вектора тока  $\dot{I}_1$  из первого уравнения системы (2.28):

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{10} + (-\dot{I}'_2).$$

Последними осуществляются построения, соответствующие второму уравнению системы (2.28), в результате которых находится вектор  $\dot{U}_1$ . Треугольник векторов падений напряжений на полном сопротивлении первичной обмотки, описываемый выражением

$$\dot{I}_1 Z_1 = \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 x_1,$$

строится в следующем порядке: сначала к концу вектора  $-\dot{E}_1$  прибавляется вектор  $\dot{I}_1 r_1$ , после чего перпендикулярно ему и вектору  $\dot{I}_1$  проводится вектор  $j\dot{I}_1 x_1$ , а затем — замыкающая гипотенуза, равная  $\dot{I}_1 Z_1$ . В силовых трансформаторах падения напряжений в обмотках очень малы, поэтому  $\varphi_1 = \psi_1$ , а  $\varphi_2 = \psi_2$ .

На рис. 2.5 изображена векторная диаграмма трансформатора, имеющего активно-индуктивную нагрузку. Студентам предлагается самостоятельно начертить векторную диаграмму трансформатора с активно-емкостной нагрузкой. При этом необходимо учесть, что при достаточно больших отрицательных углах  $\varphi_2$ , когда  $\dot{I}'_2$  опережает по фазе  $\dot{U}'_2$ , значение напряжения  $\dot{U}'_2$  может оказаться больше ЭДС  $E'_2$ .

## 2.7. Схема замещения трансформатора

Расчет характеристик трансформаторов в различных режимах работы удобно производить с помощью его эквивалентной схемы замещения. Схема замещения — это электрическая цепь, описываемая теми же уравнениями, что и обмотки реального трансформатора. Преимуществом схемы замещения является то, что в ней элементы, эквивалентирующие первичную и вторичную обмот-

ки, электрически соединены между собой, а индуктивная связь отсутствует.

Схема замещения справедлива, только если контур одной обмотки трансформатора приведен к контуру другой, т. е. когда  $E_1 = E'_2$ .

Докажем существование схемы замещения трансформатора.

Подставив  $E'_1$  из (2.25) в уравнение первичной обмотки (2.28), получим

$$\dot{U}_1 = j\dot{I}_{10}x'_{12} + \dot{I}_1 Z_1,$$

или с учетом уравнения баланса токов (2.28)

$$\dot{U}_1 = j(\dot{I}_1 + \dot{I}'_2)x'_{12} + \dot{I}_1 Z_1. \quad (2.29)$$

Дополним систему (2.28) уравнением цепи нагрузки:

$$\dot{U}'_2 = \dot{I}'_2 Z', \quad (2.30)$$

где  $Z' = k^2 Z_n$  — сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке,  $Z_n$  — реальное сопротивление нагрузки.

Подставив (2.25) и (2.30) в уравнение вторичной обмотки (2.28), получим

$$\dot{I}'_2 Z' = -j\dot{I}_{10}x'_{12} - \dot{I}'_2 Z'_2,$$

или с учетом уравнения баланса токов (2.28)

$$\dot{I}'_2 Z' = -j(\dot{I}_1 + \dot{I}'_2)x'_{12} - \dot{I}'_2 Z'_2,$$

откуда

$$\dot{I}'_2 = -\dot{I}_1 - \frac{jx'_{12}}{Z' + Z'_2 + jx'_{12}}. \quad (2.31)$$

Подставив (2.31) в (2.29) и выполнив несложные преобразования, получим

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 \left[ Z_1 + \frac{jx'_{12}(Z'_2 + Z')}{jx'_{12} + (Z'_2 + Z')} \right]. \quad (2.32)$$

Уравнение (2.32) справедливо для электрической цепи, показанной на рис. 2.6, которая и называется схемой замещения трансформатора. Сопротивление нагрузки  $Z'$  может изменяться при работе трансформатора. Выражение, заключенное в квадратные скобки в

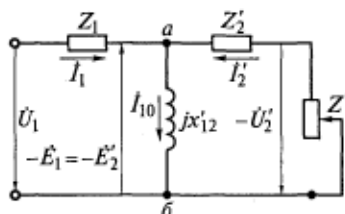


Рис. 2.6. Схема замещения трансформатора без учета потерь в стали



формуле (2.32), представляет собой некоторое эквивалентное (или входное) сопротивление трансформатора.

Учитывая конфигурацию данной схемы замещения, ее называют Т-образной. Отметим, что в этой схеме не учитываются потери мощности в стали магнитопровода. Для вертикального участка между точками *a* и *b* часто используется название «намагничивающая ветвь».

## 2.8. Учет потерь в стали

Поскольку в сердечнике трансформатора возникают магнитные потери активной мощности, их необходимо учитывать в схеме замещения. В противном случае расчетные характеристики трансформатора будут иметь большие погрешности.

Потери мощности в стали имеют место только в электромагнитных цепях переменного тока. Причины их появления — явление гистерезиса и наличие вихревых токов. Причем на промышленной частоте 50 Гц потери на гистерезис в электротехнической стали в несколько раз выше потерь на вихревые токи.

Потери активной мощности в стали определяют нагревание сердечника, т.е. его нагрев является следствием, а не причиной возникновения потерь.

При проектировании трансформатора потери в его сердечнике определяются по формуле

$$P_{ст} = k_d p_{ст} G,$$

где  $k_d = 1,0 \dots 1,2$  — коэффициент добавочных потерь, возникающих из-за неравномерного распределения индукции по поперечному сечению магнитопровода, изменения свойств стали при механической обработке, учитывающий также потери в стыках и конструктивных деталях (стяжных балках и др.);  $p_{ст}$  — удельные потери в стали, Вт/кг;  $G$  — масса сердечника, кг.

Удельные потери в стали при любой индукции  $B$  и частоте  $f$  определяются по формуле

$$p_{ст} = p_{1,0/50} B^2 \left( \frac{f}{50} \right)^{(1,3 \dots 1,6)}, \quad (2.33)$$

где  $p_{1,0/50}$  — удельные потери при  $B = 1$  Тл и  $f = 50$  Гц;  $1,3 \dots 1,6$  — показатель степени, зависящий от марки электротехнической стали и толщины ее листов.

Удельные потери задаются в виде графиков и таблиц для всех марок стали.

Необходимо запомнить полезные пропорциональные связи:

$$P_{ст} \sim B^2 \sim \Phi_m^2 \sim E_1^2 \sim U_1^2. \quad (2.34)$$

Потери мощности в сердечнике можно считать пропорциональными квадрату подводимого напряжения, если пренебречь падением напряжения на полном сопротивлении первичной обмотки (2.7).

Физические явления гистерезиса в стали и вихревых токов вызывают появление активной составляющей тока холостого хода трансформатора. Покажем это на примере гистерезиса, для чего вернемся к режиму холостого хода трансформатора, рассмотренному в подразд. 2.2. При синусоидальном изменении потока  $\Phi_{12}$  его индукция  $B_{12}$  также изменяется во времени синусоидально. При условии (2.7) кривая  $B_{12}(t)$  на рис. 2.7 совместно с петлей гистерезиса позволяют получить зависимость тока холостого хода трансформатора от времени  $i_0(t)$ . Для этого масштабы индукции графика  $B_{12}(t)$  и петли гистерезиса должны быть одинаковыми. Известно, что абсциссами петли гистерезиса является напряженность  $H$  магнитного поля в сердечнике, которая по закону полного тока пропорциональна току холостого хода  $i_0$ .

Построение начинается с точки кривой  $B_{12}(t)$ , лежащей в начале координат. На петле гистерезиса ей будет соответствовать точка 1. Если перенести эту точку в новую систему координат  $i, t$ , получим значение  $i_0$  при  $t=0$  на графике  $i_0(t)$ . Продолжая аналогичные построения для точек 2... 6, получим полный период кривой  $i_0(t)$ , которая оказывается несинусоидальной, т.е. содержит первую и высшие гармоники. Отметим, что отклонение кривой

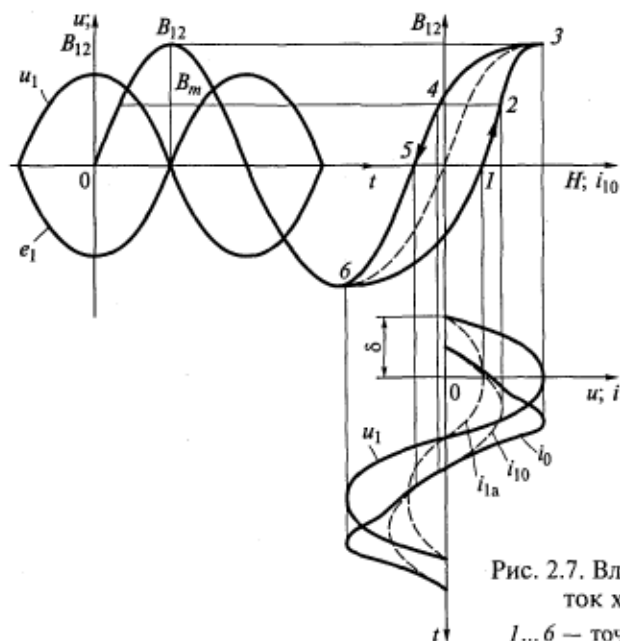


Рис. 2.7. Влияние гистерезиса на ток холостого хода:

1... 6 — точки петли гистерезиса

тока холостого хода трансформатора от синусоиды произошло из-за нелинейных гистерезисных свойств стали сердечника.

Выделим основную первую гармонику  $i_{10}(t)$  кривой тока холостого хода. Вследствие явления гистерезиса стали она отстает по фазе от кривой первичного напряжения  $u_1$  на угол меньше  $90^\circ$ . Разницу составляет угол  $\delta$ . Это означает, что в токе холостого хода появилась активная составляющая, а пропорциональная ей активная мощность, которую трансформатор потребляет из сети, равна потерям на гистерезис.

Приведенное построение проводилось для  $\Phi_{12} = \Phi_m \sin \omega t$ . Следовательно,

$$\begin{aligned} i_{10} &= I_{1m} \sin(\delta + \omega t) = I_{1m} \sin \delta \cos \omega t + I_{1m} \cos \delta \sin \omega t = \\ &= I_{1ma} \cos \omega t + I_{1mp} \sin \omega t = i_{1a} + i_{1p}, \end{aligned} \quad (2.35)$$

т. е. мы получили активную  $i_{1a}$  и реактивную (намагничивающую)  $i_{1p}$  составляющие тока холостого хода. Это разложение можно выполнить графически (на рис. 2.7 показана только кривая  $i_{1a}$ ) и с помощью векторной диаграммы (см. рис. 2.2).

Итак, гистерезис стали вызывает искажение синусоидальной формы кривой  $i_{10}(t)$  и появление в ней активной составляющей. Аналогично и действие вихревых токов в сердечнике.

Для учета потерь в стали в намагничивающую ветвь схемы замещения искусственно вводится некоторое активное сопротивление  $r_{12}$ , электрические потери в котором от активной составляющей тока холостого хода  $I_{1a}$  приравниваются к потерям в стали трансформатора. Из этого условия и определяется значение  $r_{12}$ :

$$r_{12} = \frac{P_{ст}}{m I_{1a}^2},$$

где  $m$  — число фаз трансформатора.

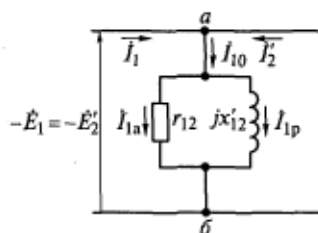


Рис. 2.8. Включение активного сопротивления в намагничивающую ветвь схемы замещения

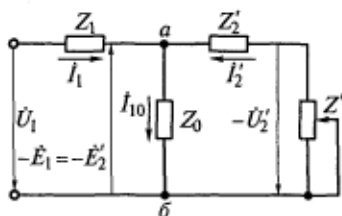


Рис. 2.9. Схема замещения трансформатора с учетом потерь в стали

Активное сопротивление  $r_{12}$  включается параллельно индуктивному сопротивлению взаимной индукции  $jx'_{12}$  (рис. 2.8). Очевидно, что для действующих значений справедливы зависимости

$$I_{1a} = \frac{E_1}{r_{12}}; \quad I_{1p} = \frac{E_1}{x'_{12}}.$$

Можно найти результирующее сопротивление намагничивающей ветви:

$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{r_{12}jx'_{12}}{r_{12} + jx'_{12}} = \frac{r_{12}jx'_{12}(r_{12} - jx'_{12})}{(r_{12} + jx'_{12})(r_{12} - jx'_{12})} = \\ &= \frac{r_{12}(x'_{12})^2}{r_{12}^2 + (x'_{12})^2} + j \frac{r_{12}^2 x'_{12}}{r_{12}^2 + (x'_{12})^2} = r_0 + jx_0. \end{aligned}$$

Нетрудно также получить формулы обратного преобразования:

$$r_{12} = \frac{z_0^2}{r_0}; \quad x'_{12} = \frac{z_0^2}{x_0},$$

где

$$z_0^2 = r_0^2 + x_0^2.$$

Схема замещения трансформатора с учетом потерь в стали показана на рис. 2.9. Намагничивающая ветвь этой схемы описывается уравнением

$$-\dot{E}_1 = -\dot{E}'_2 = \dot{I}_{10} Z_0.$$

Активное сопротивление  $r_0$  связано с потерями в стали соотношением

$$r_0 = \frac{P_{ст}}{mI_{10}^2}.$$

### Контрольные вопросы

1. Приведите все формы аналитического выражения закона электромагнитной индукции.
2. Как работает трансформатор?
3. Какова связь индуктивных сопротивлений обмоток с их потоко-сцеплениями?
4. При каких условиях справедлива формула  $U = 4,44fW\Phi_m$ ?
5. Как доказать, что для создания магнитного потока требуется реактивная мощность?
6. Каковы формулы приведения переменных и параметров трансформатора?
7. Приведите основные комплексные уравнения трансформатора.
8. Чем определяется возникновение потерь в стали?
9. Какова схема замещения трансформатора и какие из ее параметров зависят от насыщения сердечника?

### 3.1. Некоторые особенности схем и конструкций трехфазных трансформаторов

Трехфазное напряжение можно трансформировать с помощью трех однофазных трансформаторов  $A$ ,  $B$ ,  $C$ , соединенных в так называемую трехфазную группу (рис. 3.1). Групповые схемы используются для преобразования самых высоких мощностей и напряжений.

Если представить, что стержни сердечников группы трех однофазных трансформаторов объединены в один (рис. 3.2), то сумма магнитных потоков в полученном стержне в любой момент времени будет равна нулю. Это объясняется смещением потоков  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  и  $\Phi_C$  по фазе во времени на  $120^\circ$  (рис. 3.3). Таким образом, наличие общего стержня оказывается лишним. Остальные стержни этих трех трансформаторов имеет смысл расположить в одной плоскости, чтобы упростить технологию изготовления общего сердечника.

Эта идея позволила русскому ученому М. О. Доливо-Добровольскому в 1889 г. построить трехфазный трехстержневой трансформатор (см. рис. 1.3).

Рассмотрим потоки в магнитной цепи трехстержневого сердечника в момент времени  $t_k$ .

Положительные потоки  $\Phi_A$  и  $\Phi_B$  равны  $\Phi_m/2$  и направлены вверх (рис. 3.4). Так как

$$\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C = 0, \quad (3.1)$$

то  $\Phi_C = -(\Phi_A + \Phi_B) = -\Phi_{\max}$  и направлен вниз.

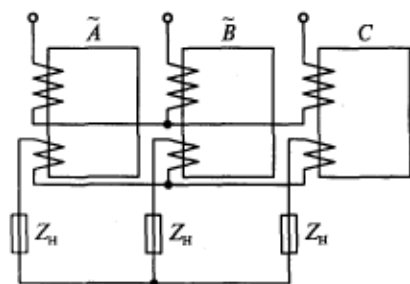


Рис. 3.1. Схема трехфазной группы однофазных трансформаторов

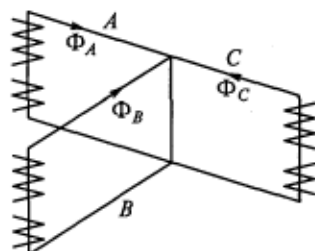


Рис. 3.2. Схема объединения трех однофазных трансформаторов в один трехфазный

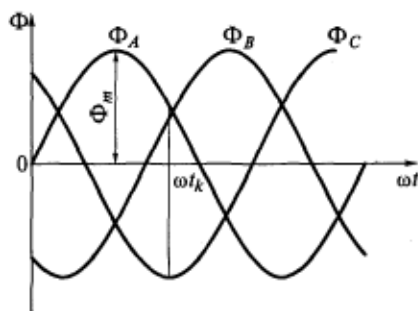


Рис. 3.3. Графики смещения магнитных потоков стержней трехфазного трансформатора в симметричном режиме

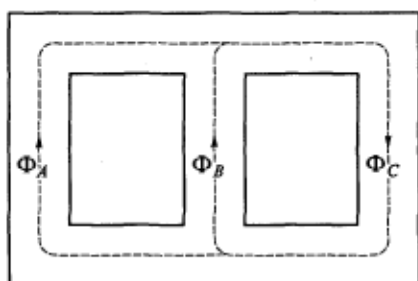


Рис. 3.4. Направление магнитных потоков в трехстержневом сердечнике в симметричных режимах работы трансформатора

Уравнение баланса мгновенных значений потоков (3.1) для симметричных режимов работы трансформатора всегда справедливо, поэтому направления, значения и контуры замыкания потоков в его стержнях и ярмах можно аналогично показать для любого момента времени.

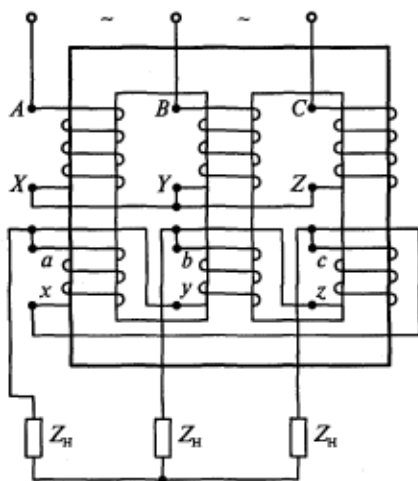


Рис. 3.5. Схема соединения обмоток трехфазного трансформатора Y/Δ-11

Обмотки трехфазных трансформаторов соединяются в звезду (Y), звезду с выводом нулевой точки (Y<sub>0</sub>), треугольник (Δ), в загзаг (Z) и в зигзаг с нулевой точкой (Z<sub>0</sub>).

На рис. 3.5 изображена одна из распространенных схем включения трансформатора, понижающего напряжение.

Приведем стандартные обозначения зажимов обмоток:

- A, B, C — начала фаз обмотки ВН;
- X, Y, Z — концы фаз обмотки ВН;

- $a, b, c$  — начала фаз обмотки НН;
- $x, y, z$  — концы фаз обмотки НН;
- $o$  — вывод нулевой точки звезды обмотки ВН;
- $O$  — вывод нулевой точки звезды обмотки НН.

Сопротивления нагрузки также могут быть соединены в треугольник, звезду или звезду с нулевым проводом.

### 3.2. Определение характеристик холостого хода трансформатора

Как уже отмечалось, все характеристики трансформатора можно рассчитать по его схеме замещения (см. рис. 2.9), для чего необходимо знать входящие в нее параметры. В процессе проектирования трансформатора параметры его схемы замещения определяются расчетным путем, а параметры уже существующего трансформатора — экспериментально.

Самый простой способ определения параметров и ряда других величин, характеризующих работу трансформатора, заключается в проведении опытов холостого хода и короткого замыкания, хотя эти режимы работы могут и не иметь места при эксплуатации.

Во время опыта холостого хода вторичная обмотка трансформатора разомкнута, а напряжение  $U_1$  к первичной обмотке подводится через регулятор (рис. 3.6) и изменяется в пределах  $(0,5 \dots 1,2)U_{1\text{ном}}$ , где  $U_{1\text{ном}}$  — номинальное напряжение на зажимах первичной обмотки. По результатам измерений определяются коэффициент трансформации  $k = U_1/U_2$  и зависимости потребляемой трансформатором из сети активной мощности  $P_0(U_1)$  и тока холостого хода  $I_{10}(U_1)$  от первичного напряжения. В схеме с двумя ваттметрами мощность  $P_0$  равна сумме показаний этих ваттметров

с учетом их знаков. Расчетом находят  $\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3}U_1 I_{10}}$  (см. рис. 2.2)

и эквивалентные входные параметры схемы замещения трансформатора при холостом ходе (рис. 3.7):

$$z_x = \frac{U_1}{\sqrt{3}I_{10}}; \quad r_x = \frac{P_0}{3I_{10}^2}; \quad x_x = \sqrt{z_x^2 - r_x^2}.$$

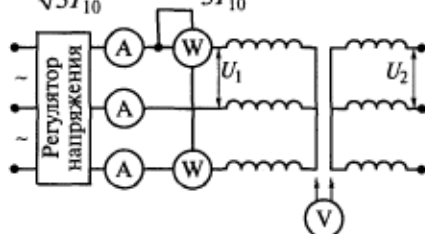


Рис. 3.6. Схема опыта холостого хода

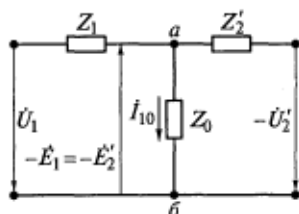


Рис. 3.7. Схема замещения трансформатора при холостом ходе

первичной обмотки, т. е.  $r_0 \gg r_1$ ,  $x_0 \gg x_1$ . Следовательно, можно считать, что

$$r_0 \approx r_x; \quad x_0 \approx x_x; \quad Z_0 \approx Z_x; \quad (3.2)$$

$$P_0 = 3I_{10}^2 r_x = 3I_{10}^2 (r_1 + r_0) \approx 3I_{10}^2 r_0. \quad (3.3)$$

Таким образом, в результате опыта холостого хода определяются три параметра (3.2) схемы замещения.

Выражение (3.3) показывает, что практически вся активная мощность, потребляемая из сети при холостом ходе, расходуется на потери в стали сердечника трансформатора (ведь  $r_0$  — сопротивление, учитывающее потери в стали). В самом деле, электрические потери в первичной обмотке  $3I_{10}^2 r_1$  при холостом ходе относительно невелики, так как ток  $I_{10}$  при  $U_{1\text{ном}}$  в промышленных трансформаторах не превышает 4% от номинального тока  $I_{1\text{ном}}$ . В то же время напряжение  $U_1$  в опыте холостого хода может иметь номинальное значение и даже превышать его. А мы уже отмечали (2.34), что  $P_{\text{ст}} \sim U_1^2$ . Все это позволяет сделать важный вывод: основными потерями при холостом ходе трансформатора являются потери в стали.

Из (2.28) очевидно, что в режиме холостого хода работа трансформатора описывается следующими уравнениями:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_{10} Z_1; \quad \dot{U}'_2 = \dot{E}'_2. \quad (3.4)$$

Этим уравнениям соответствует векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе (см. рис. 2.2), только дополнительно на нее надо нанести очень маленький треугольник падений напряжений на полном сопротивлении первичной обмотки:

$$\dot{I}_{10} Z_1 = \dot{I}_{10} r_1 + j \dot{I}_{10} x_1.$$

На рис. 3.8 представлены построенные по результатам опыта характеристики холостого хода трансформатора, которые можно пояснить следующим образом. Кривая  $I_{10}(U_1)$  в другом масштабе практически повторяет кривую намагничивания стали сердечника трансформатора, так как по (2.8)  $U_1 \sim \Phi_m \sim B_m$ , а наибольшая в



токе  $I_{10}$  намагничивающая составляющая пропорциональна напряженности поля в сердечнике согласно закону полного тока. Нелинейность зависимости тока от напряжения обусловлена насыщением стали, т. е. точка номинального напряжения, а следовательно, и номинальной индукции не случайно оказывается в зоне колена кривой намагничивания. Оптимизационные расчеты и многолетний опыт проектирования показывают, что именно такая индукция обеспечивает минимальные габаритные размеры и массу трансформатора.

Измерения, проведенные в опыте холостого хода, обнаруживают, что токи фаз  $A$  и  $C$  трансформатора (см. рис. 3.6) равны и несколько превышают ток фазы  $B$ . Причина этого явления в том, что магнитная система трехфазного трехстержневого трансформатора несимметрична (см. рис. 3.4) в том смысле, что длина силовых линий потоков  $\Phi_A$  и  $\Phi_C$  больше, чем потока  $\Phi_B$ . Следовательно, магнитное сопротивление потокам  $\Phi_A$  и  $\Phi_C$  больше магнитного сопротивления потоку  $\Phi_B$ . В результате реактивная намагничивающая мощность и намагничивающий ток крайних фаз  $A$  и  $C$  превышают мощность и ток фазы  $B$ . При построении характеристик, показанных на рис. 3.8, используется среднее арифметическое значение токов холостого хода трех фаз трансформатора.

Силовые трансформаторы мощностью от 25 до 630 кВ·А имеют ток холостого хода, равный 3,2... 2 % от номинального.

Зависимость (2.34) объясняет характер кривой  $P_0(U_1)$  на рис. 3.8, которая весьма близка к параболе.

Ранее отмечалось, что

$$P_0 \approx P_{ст} - U_1^2.$$

С учетом этого соотношения формула коэффициента мощности будет иметь вид

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3}U_1 I_{10}} - \frac{U_1^2}{U_1 I_{10}} = \frac{U_1}{I_{10}}. \quad (3.5)$$

Итак, функция  $\cos \varphi_0(U_1)$  непосредственно связана с рассмотренной выше функцией  $I_{10}(U_1)$ . На кривой, характеризующей функцию  $\cos \varphi_0(U_1)$ , можно выделить три участка:

первый участок, где  $\cos \varphi_0$  примерно постоянный, соответствует линейной зоне кривой  $I_{10}(U_1)$ ;

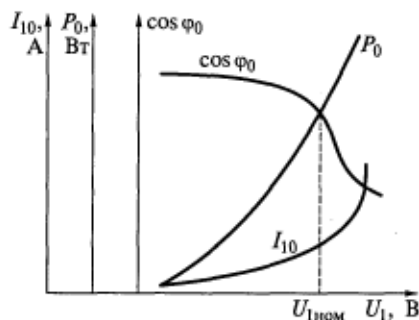


Рис. 3.8. Характеристики холостого хода трансформатора

второй участок соответствует колену кривой намагничивания, в пределах которого  $I_{10}$  растет быстрее, чем  $U_1$ , т.е.  $\cos \varphi_0$  падает [см. (3.5)];

третий участок лежит в зоне насыщения сердечника, где функция  $I_{10}(U_1)$  вновь приближается к линейной, а  $\cos \varphi_0$  — к постоянному значению.

Кроме определения параметров схемы замещения опыт холостого хода обеспечивает получение информации о степени насыщения сердечника трансформатора и его магнитных потерях.

### 3.3. Определение характеристик короткого замыкания трансформатора

Если замкнуть накоротко зажимы вторичной обмотки трансформатора при номинальном первичном напряжении, токи в обеих обмотках во много раз превысят номинальные, а следовательно, резко увеличатся электродинамические силы, возникающие от взаимодействия этих токов и воздействующие на обмотки. Также возрастут потери активной мощности в обмотках, т.е. они начнут быстро перегреваться. В результате действия этих факторов обмотки будут разрушены и трансформатор выйдет из строя, если защита не отключит его от сети сразу же после короткого замыкания. Таким образом, в реальных условиях эксплуатации режим короткого замыкания является аварийным.

Опыт короткого замыкания проводится при пониженном первичном напряжении. Значение напряжения  $U_1$  подбирается таким образом, чтобы токи в обмотках не превышали 1,2 номинальных значений. Схема опыта отличается от схемы на рис. 3.6 только тем, что зажимы вторичной обмотки трансформатора замыкаются накоротко и при этом используются приборы с другими пределами измеряемых величин.

Изменяя регулятором напряжение  $U_1$ , снимают значение активной мощности, потребляемой из сети, и тока в первичной обмотке, т.е. определяют зависимости  $P_k(U_1)$  и  $I_{1k}(U_1)$ .

Затем рассчитывают коэффициент мощности

$$\cos \varphi_k = \frac{P_k}{\sqrt{3}U_1 I_{1k}} \quad (3.6)$$

и эквивалентные входные параметры схемы замещения трансформатора:

$$z_k = \frac{U_1}{\sqrt{3}I_{1k}}; \quad r_k = \frac{P_k}{3I_{1k}^2}; \quad x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}.$$

Комплексное полное сопротивление и его фазовый угол можно представить в виде

$$Z_k = z_k e^{j\varphi_k}; \quad \varphi_k = \arctg \frac{x_k}{r_k}.$$

В схеме замещения трансформатора для режима короткого замыкания зажимы вторичной обмотки должны быть замкнуты накоротко, и  $U'_2 = 0$ . Тогда между точками  $a$  и  $b$  на рис. 2.9 параллельно оказываются включенными сопротивления  $Z_0$  и  $Z'_2$ . Найдём суммарное сопротивление этого разветвления

$$Z_{аб} = \frac{Z_0 Z'_2}{Z_0 + Z'_2} = \frac{Z'_2}{1 + \frac{Z'_2}{Z_0}} \approx Z'_2.$$

Дробь  $Z'_2/Z_0$  оказывается намного меньше единицы и ею можно пренебречь, так как  $Z_0 \gg Z'_2$ . Следовательно, намагничивающую ветвь в этом случае можно считать разомкнутой и схема замещения будет иметь вид, приведенный на рис. 3.9. Из этой схемы видно, что

$$Z_k = Z_1 + Z'_2; \quad r_k = r_1 + r'_2; \quad x_k = x_1 + x'_2.$$

Для силовых трансформаторов приближенно можно считать, что

$$r_1 = r'_2 = \frac{r_k}{2}; \quad x_1 = x'_2 = \frac{x_k}{2}.$$

Таким образом, в результате опыта короткого замыкания определяются четыре параметра схемы замещения трансформатора.

Практически вся активная мощность, потребляемая из сети в опыте короткого замыкания, расходуется на электрические потери в первичной и вторичной обмотках трансформатора. Это видно из выражения

$$P_k = 3I_{1к}^2 r_k = 3I_{1к}^2 (r_1 + r'_2). \quad (3.7)$$

Потери в стали при этом относительно небольшие, так как к трансформатору подводится пониженное напряжение  $U_1$  и, следовательно, магнитный поток в его сердечнике очень мал [см. (2.34)]. Для того чтобы в обмотках в опыте короткого замыкания протекали номинальные токи, к трансформаторам средней мощности подводится напряжение, равное 4,5...6,8% от  $U_{1ном}$ , а к трансформаторам большой

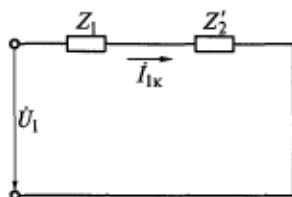


Рис. 3.9. Схема замещения трансформатора при коротком замыкании

мощности — не больше 15 % от  $U_{1\text{ном}}$ . Эту величину называют напряжением короткого замыкания и обычно выражают в процентах:

$$u_k = \frac{U_{\text{кном}}}{U_{1\text{ном}}} 100. \quad (3.8)$$

Так как в опыте короткого замыкания к первичной обмотке трансформатора подводится напряжение, которое намного меньше номинального, рабочий поток в сердечнике  $\Phi_{12}$  также невелик [см. (2.8)], а следовательно, малы индукция и потери в стали, поскольку они пропорциональны квадрату индукции [см. (2.33)]. Согласно закону Ома для магнитной цепи для создания небольшого потока требуется маленький намагничивающий ток [см. (2.12)].

Из (2.28) очевидно, что в режиме короткого замыкания работа трансформатора описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_{1\text{к}} Z_1; \\ 0 &= \dot{E}'_2 - \dot{I}'_{2\text{к}} Z'_2. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Пренебрегая малым током в намагничивающей ветви, как это было сделано при построении схемы замещения, приведенной на рис. 3.9, уравнения баланса токов можно записать в следующем виде:

$$\dot{I}_{1\text{к}} + \dot{I}_{2\text{к}} = 0 \text{ или } \dot{I}_{1\text{к}} = -\dot{I}_{2\text{к}}. \quad (3.10)$$

Из второго уравнения (3.9) получим

$$\dot{E}'_2 = \dot{I}'_{2\text{к}} Z'_2.$$

Учитывая, что  $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2 = \dot{I}'_{2\text{к}} Z'_2$ , преобразуем первое уравнение (3.9) и подставим в него второе уравнение (3.10):

$$\dot{U}_1 = -\dot{I}'_{2\text{к}} Z'_2 + \dot{I}_{1\text{к}} Z_1 = \dot{I}_{1\text{к}} (Z'_2 + Z_1) = \dot{I}_{1\text{к}} Z_{\text{к}}. \quad (3.11)$$

Уравнению (3.11) соответствует векторная диаграмма трансформатора в режиме короткого замыкания (рис. 3.10), которую также называют треугольником короткого замыкания. При номинальном токе гипотенузой этого треугольника является напряжение короткого замыкания [см. (3.8)], а катетами — активная и реактивная составляющие этого напряжения, которые тоже можно выразить в процентах от номинального напряжения:

$$\begin{aligned} u_{\text{к.а}} &= \frac{U_{\text{к.а.ном}}}{U_{1\text{ном}}} 100 = \frac{U_{\text{к.ном}} \cos \varphi_{\text{к}}}{U_{1\text{ном}}} 100; \\ u_{\text{к.р}} &= \frac{U_{\text{к.р.ном}}}{U_{1\text{ном}}} 100 = \frac{U_{\text{к.ном}} \sin \varphi_{\text{к}}}{U_{1\text{ном}}} 100. \end{aligned}$$

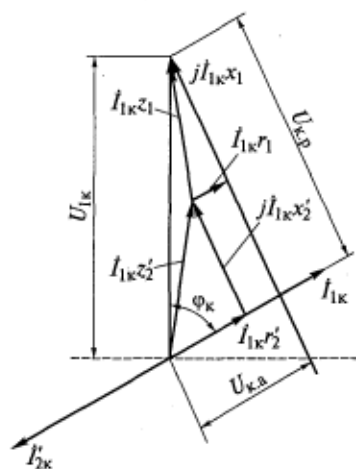


Рис. 3.10. Векторная диаграмма трансформатора в режиме короткого замыкания

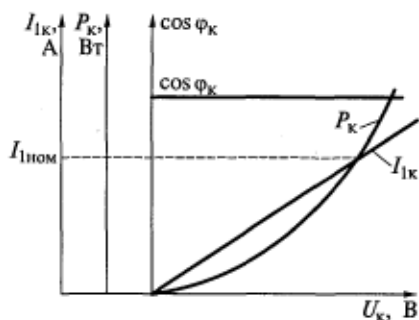


Рис. 3.11. Характеристики короткого замыкания трансформатора

Уравнение (3.11) и векторная диаграмма на рис. 3.10 показывают, что  $u_k$  является функцией параметров трансформатора. Вот почему в трансформаторах, рассчитанных на самые высокие напряжения и мощности, значение  $u_k$  больше, чем в трансформаторах рассчитанных на средние мощности и напряжения. С увеличением мощности и напряжения трансформаторов возрастают размеры их обмоток и изоляционных промежутков между обмотками ВН и НН. Это приводит к увеличению потоков рассеяния, т.е. индуктивных сопротивлений рассеяния  $x_1$  и  $x_2'$ , а следовательно, и к увеличению падений напряжения  $U_{к.р}$  на них.

Величина  $u_k$  представляет собой очень важный показатель, значение которого пропорционально внутреннему сопротивлению трансформатора. Через  $u_k$  определяются изменение вторичного напряжения при нагрузке трансформатора, ударный ток в его обмотках при коротком замыкании и другие характеристики. Поэтому значение  $u_k$  приводится в паспорте и на щитке номинальных данных промышленных трансформаторов. Предельные значения  $u_k$  установлены ГОСТ 11677—85.

На рис. 3.11 представлены построенные по результатам опыта характеристики короткого замыкания трансформатора, которые можно пояснить следующим образом. Поскольку поток взаимной индукции в этом режиме мал, магнитная система трансформатора остается ненасыщенной, а все параметры постоянными\*. Следо-

\* Опыт короткого замыкания должен проводиться при постоянной рабочей температуре обмоток трансформатора, т.е. при неизменных их активных сопротивлениях.

вательно, уравнение (3.11) линейно и графическая зависимость  $I_{1к}(U_k)$  представляет собой прямую линию.

Из треугольника короткого замыкания (см. рис. 3.10) нетрудно получить следующую зависимость:

$$\cos \varphi_k = \frac{r_k}{\sqrt{r_k^2 + x_k^2}} = \text{const.}$$

Неизменность  $\cos \varphi_k$  обеспечивается постоянством параметров трансформатора. Даже при насыщении сопротивление  $x_k$  не может изменяться, так как индуктивные сопротивления рассеяния не подвержены влиянию насыщения сердечника (см. рис. 2.3, б).

С учетом линейной зависимости  $I_{1к}(U_1)$  (см. рис. 3.11) из формулы (3.7) следует, что

$$P_k \sim U_1^2.$$

Таким образом, графиком зависимости потребляемой мощности от напряжения является парабола.

Мы рассмотрели методику определения всех параметров схемы замещения трансформатора с помощью опытов холостого хода и короткого замыкания. После этого схему замещения можно использовать для расчета характеристик трансформатора в рабочих режимах.

### 3.4. Изменение вторичного напряжения при нагрузке трансформатора

Типичными условиями эксплуатации трансформатора являются:  $U_1 = \text{const}$ ,  $f = \text{const}$ , переменные сопротивление и ток нагрузки. Всякое изменение нагрузки трансформатора сопровождается некоторым изменением напряжения на зажимах его вторичной обмотки. Это происходит по двум причинам:

из-за падения напряжения  $I_2' Z_2'$  на полном сопротивлении вторичной обмотки, что хорошо видно из последнего уравнения (2.28); вследствие небольшого изменения ЭДС  $\dot{E}_1 = \dot{E}_2'$ , в чем можно убедиться из двух первых уравнений (2.28).

В самом деле, при изменении  $I_2'$  в ту же сторону изменяется  $I_1$ , так как ток  $I_{10}$  остается практически постоянным. Например, если возрастет  $I_1$ , увеличится падение напряжения на полном сопротивлении первичной обмотки  $\dot{I}_1 Z_1$ , т.е. при  $\dot{U}_1 = \text{const}$  несколько уменьшаются  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}_2'$ .

При холостом ходе трансформатора приведенное вторичное напряжение равно  $\dot{E}_2'$ , а при нагрузке —  $\dot{U}_2'$ . При этом изменение напряжения  $\Delta \dot{U} = \dot{E}_2' - \dot{U}_2'$ . Вследствие относительной малости  $\Delta \dot{U}$  его трудно определить по векторной диаграмме. Воспользуемся упрощенным аналитическим методом.

Из уравнения (2.28) для вторичной обмотки найдем

$$-\dot{E}'_2 = -\dot{U}'_2 - \dot{I}'_2 Z'_2. \quad (3.12)$$

Так как  $-\dot{E}'_1 = -\dot{E}'_2$ , подставим (3.12) в уравнение (2.28) для первичной обмотки:

$$\dot{U}_1 = -\dot{U}'_2 - \dot{I}'_2 Z'_2 + \dot{I}_1 Z_1. \quad (3.13)$$

Учитывая, что сопротивление намагничивающей ветви  $Z_0$  на рис. 2.9 намного больше остальных параметров схемы замещения трансформатора, будем считать эту ветвь разомкнутой, т. е.  $Z_0 = \infty$  и  $I_{10} = 0$ . Тогда (3.13) с учетом того, что  $I_1 = -I'_2$ , примет следующий вид:

$$\dot{U}_1 = -\dot{U}'_2 - \dot{I}'_2 Z'_2 - \dot{I}'_2 Z_1 = -\dot{U}'_2 - \dot{I}'_2 Z_{\kappa}. \quad (3.14)$$

Это уравнение на комплексной временной плоскости можно изобразить в виде упрощенной векторной диаграммы (рис. 3.12). При этом с точностью, достаточной для инженерных расчетов, можно считать, что при  $\alpha = 0$   $U_1 = OA = OB$ .

При холостом ходе трансформатора  $I'_2 = 0$ , длина сторон треугольника короткого замыкания равна нулю, точка  $C$  диаграммы совпадает с точкой  $B$  и  $U'_2 = U_1$ . Следовательно, изменение вторичного напряжения при нагрузке можно определить как  $\Delta U = U_1 - U'_2 = BC = OB - OC$ .

Из рис. 3.12 видно, что

$$\begin{aligned} \Delta U = BC &= U_{1\kappa} \cos(\varphi_{\kappa} - \varphi_2) = \\ &= U_{1\kappa} \cos \varphi_{\kappa} \cos \varphi_2 + U_{1\kappa} \sin \varphi_{\kappa} \sin \varphi_2 = \\ &= U_{\kappa,а} \cos \varphi_2 + U_{\kappa,р} \sin \varphi_2. \end{aligned} \quad (3.15)$$

В (3.15) фигурирует напряжение короткого замыкания  $U_{1\kappa}$  и его активная и реактивная составляющие при любом токе  $I'_2$ . Но у трансформаторов всегда известно напряжение короткого замыкания при номинальном токе  $U_{\kappa,ном}$ . Связь между ними следующая:

$$\begin{aligned} U_{1\kappa} &= I'_2 z_{\kappa} = \left( \frac{I'_{2,ном}}{I'_{2,ном}} \right) I'_2 z_{\kappa} = \\ &= \frac{I'_2}{I'_{2,ном}} I'_{2,ном} z_{\kappa} = \beta U_{\kappa,ном}, \end{aligned}$$

где  $\beta = I'_2 / I'_{2,ном}$  — коэффициент нагрузки;  $U_{\kappa,ном} = I'_{2,ном} z_{\kappa}$ .

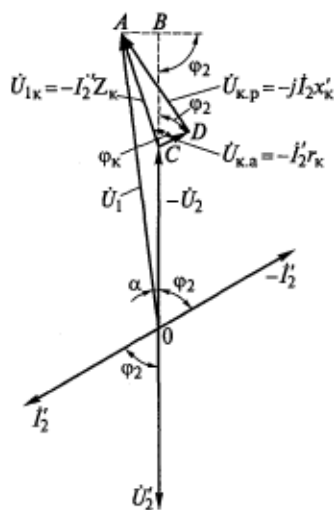


Рис. 3.12. Упрощенная векторная диаграмма трансформатора с активно-индуктивной нагрузкой

Очевидно, что  $\beta$  является коэффициентом пропорциональности между активными составляющими напряжений  $U_{1к}$  и  $U_{к.ном}$ , а также между их реактивными составляющими. С учетом этого запишем выражение (3.15):

$$\Delta U = \beta(U_{к.а.ном} \cos \varphi_2 + U_{к.р.ном} \sin \varphi_2). \quad (3.16)$$

На щитке номинальных данных и в паспорте трансформатора  $u_k$  приводится в процентах [см. (3.8)]. Выразим в процентах напряжения в формуле (3.16), для чего обе ее части поделим на  $U'_{1ном}$  и умножим на 100 %:

$$\Delta u = \beta(u_{к.а} \cos \varphi_2 + u_{к.р} \sin \varphi_2). \quad (3.17)$$

Отметим, что напряжение короткого замыкания в процентах от номинального оказывается одинаковым в случаях определения его и при замкнутой вторичной обмотке, и при замкнутой первичной обмотке. Поэтому

$$u_k = \frac{I'_{2ном} z_k}{U'_{2ном}} 100 = \frac{I_{1ном} z_k}{U_{1ном}} 100\% = \frac{z_k}{z_{ном}} 100\% = z_k. \quad (3.18)$$

Равенство относительных значений напряжения и сопротивления короткого замыкания очень наглядно, и его удобно использовать в практических расчетах.

Выражение (3.17) показывает, что изменение вторичного напряжения при нагрузке трансформатора зависит от значений тока нагрузки, напряжения короткого замыкания и характера нагрузки. Найдем по (3.17)  $\Delta u$  для некоторых значений угла  $\varphi_2$ , определяемых характером нагрузки, т. е. соотношением активных и реактивных составляющих в сопротивлении нагрузки:

- при  $\varphi_2 = \varphi_k$  и  $\Delta u = \beta u_k$  (максимальное значение);
- при  $\varphi_2 = 90^\circ$  и  $\Delta u = \beta u_{к.р}$  (индуктивная нагрузка);
- при  $\varphi_2 = 0$  и  $\Delta u = \beta u_{к.а}$  (активная нагрузка);
- при  $\varphi_2 = -90^\circ$  и  $\Delta u = -\beta u_{к.р}$  (емкостная нагрузка).

Из уравнения (3.15) при  $\Delta u = 0$  найдем

$$\varphi_k - \varphi_2 = 90^\circ; \quad \varphi_2 = -90^\circ + \varphi_k.$$

Так как у трансформаторов всегда  $0 < \varphi_k < 90^\circ$ , этот угол  $\varphi_2 < 0$ . Следовательно, при некоторой активно-емкостной нагрузке  $\Delta u = 0$  и вторичное напряжение трансформатора остается постоянным ( $U_2 = \text{const}$ ) при изменении тока нагрузки  $I_2$ .

Используя найденные значения  $\Delta u$ , построим график зависимости  $\Delta u(\varphi_2)$  при  $\beta = \text{const}$  (рис. 3.13). Меньшему значению  $\beta$  соответствует штриховая кривая.

Зависимость напряжения на зажимах вторичной обмотки от тока нагрузки называется внешней характеристикой трансформатора. Внешняя характеристика снимается, рассчитывается и строится при  $U_1 = \text{const}$  и  $f = \text{const}$ . Эта характеристика определяет значение



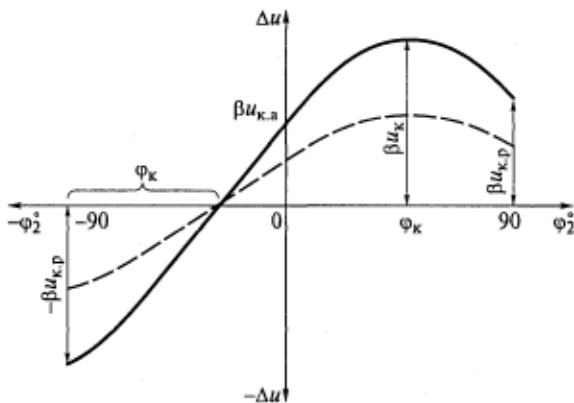


Рис. 3.13. Изменение вторичного напряжения в зависимости от характера нагрузки при  $\beta = \text{const}$

и изменение напряжения  $U_2$  при различных нагрузках. Поскольку  $\Delta U$  существенно зависит от  $\cos \varphi_2$ , внешние характеристики трансформатора неодинаковы при разных характерах нагрузки (рис. 3.14) и они хорошо согласуются с графиком на рис. 3.13. Очевидно, что при активно-индуктивной ( $\varphi_2 > 0$ ) или чисто индуктивной ( $\varphi_2 = 90^\circ$ ) нагрузке напряжение  $U_2$  снижается с ростом тока нагрузки  $I_2'$  в большей мере, чем при активной ( $\varphi_2 = 0$ ) нагрузке. При активно-емкостной ( $\varphi_2 < 0$ ) или чисто емкостной ( $\varphi_2 = -90^\circ$ ) нагрузке напряжение  $U_2$  может оставаться постоянным или даже увеличиваться с ростом тока нагрузки. Это свойство трансформатора можно наблюдать, построив векторную диаграмму его работы при нагрузке, содержащей емкость. Для стабилизации выходного напряжения трансформаторов малой мощности в цепи их вторичных обмоток иногда включают конденсаторы. В цепях больших трансформаторов этого не делают, так как для этого потребовались бы конденсаторы очень больших размеров и емкости.

На рис. 3.14 построены графики для одного трансформатора, т.е. для одинаковых  $u_k$  и при постоянном  $\cos \varphi_2$ . Внешние характеристики трансформаторов с различными  $u_k$  имеют разный наклон (рис. 3.15), причем в большей мере снижается напряжение в трансформаторах с

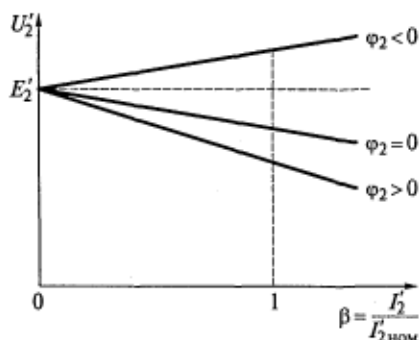


Рис. 3.14. Внешние характеристики трансформатора при различном характере нагрузки

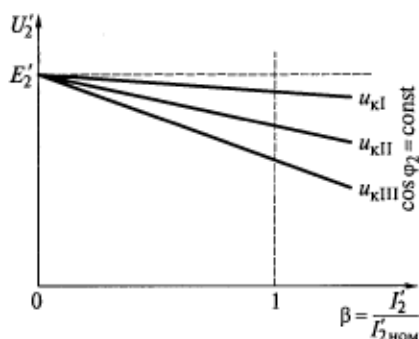


Рис. 3.15. Внешние характеристики трансформатора с различными напряжениями короткого замыкания

форматоров с  $u_k$ , отличающимися от среднего значения не более чем на  $\pm 10\%$ , и коэффициентами трансформации, отличающимися от среднего значения не более чем на  $\pm 0,5\%$ . Это еще раз указывает на важность параметра  $u_k$  и объясняет, почему он указывается в паспорте и на щитке номинальных данных трансформатора.

большим  $u_k$  [см. (3.17) и (3.18)], т.е. с более высоким внутренним сопротивлением обмоток.

Очевидно, что параллельно можно включать два или более трансформаторов, имеющих одинаковые или весьма близкие внешние характеристики. В противном случае их нагрузка  $\beta$  будет различной. Иными словами, допустима параллельная работа трансформаторов только с одинаковыми напряжениями короткого замыкания. В соответствии с ГОСТ 11677—85 допускается параллельное включение транс-

### 3.5. Потери мощности и КПД трансформатора

В рабочем режиме трансформатор потребляет из сети активную мощность

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1. \quad (3.19)$$

Активная мощность трансформатора, отдаваемая нагрузке,

$$P_2 = 3U_2 I_2 \cos \varphi_2. \quad (3.20)$$

В то же время активная мощность

$$P_2 = P_1 - \sum P, \quad (3.21)$$

причем сумма потерь в трансформаторе

$$\sum P = P_{31} + P_{32} + P_{ст} + P_{доб} + P_{лз}. \quad (3.22)$$

Соответственно, электрические потери в первичной и вторичной обмотках составляют:

$$P_{31} = 3I_1^2 r_1; \quad P_{32} = 3I_2^2 r_2 = 3(I_2')^2 2r_2'. \quad (3.23)$$

Добавочные потери  $P_{доб}$  возникают в металлических деталях конструкции трансформатора, в том числе в стенках бака от вихревых токов, наведенных магнитным полем рассеяния. Значение

$P_{\text{доб}}$  пропорционально квадрату потока рассеяния, который линейно связан с током (см. рис. 2.3, б). Добавочные потери можно отнести к электрическим, так как они пропорциональны квадрату тока в обмотке. Следовательно,  $P_{\text{доб}}$  входят в активную мощность, измеряемую в опыте короткого замыкания:

$$P_{\Sigma 1} + P_{\Sigma 2} + P_{\text{доб}} = P_{\text{к}} \left( \frac{I'_2}{I'_{2\text{ном}}} \right)^2 = P_{\text{к}} \beta^2, \quad (3.24)$$

где  $P_{\text{к}}$  — мощность потерь короткого замыкания при  $I'_{2\text{ном}}$ .

Выражение (3.24) объединяет те потери в трансформаторе, которые зависят от тока нагрузки  $I'_2$ .

Потери мощности в изоляции — диэлектрические потери  $P_{\text{дз}}$  пропорциональны квадрату напряжения и составляют ощутимую долю общих потерь мощности только в крупных высоковольтных трансформаторах. Потери  $P_{\text{дз}}$  измеряются вместе с потерями в стали  $P_{\text{ст}}$  в опыте холостого хода, так как и те и другие не зависят от тока нагрузки. Это объясняется тем, что при изменении нагрузки, т.е. в общем случае при изменении  $I'_2$  и  $\cos \varphi_2$ , остаются практически постоянными рабочий поток в сердечнике  $\Phi_{12}$ , намагничивающий ток  $I_{1\text{р}}$  и ток холостого хода  $I_{10}$ . Можно записать

$$P_{\text{ст}} + P_{\text{дз}} = P_0, \quad (3.25)$$

где  $P_0$  — мощность потерь холостого хода при номинальном напряжении.

Суммарные потери мощности  $\sum P$  подразделяются на переменные потери, зависящие от нагрузки, и постоянные:

$$\sum P = P_{\text{к}} \beta^2 + P_0. \quad (3.26)$$

Величины  $P_{\text{к}}$  и  $P_0$  приводятся в протоколах заводских испытаний и паспорте каждого трансформатора.

Коэффициентом полезного действия трансформатора называется отношение вторичной мощности к первичной:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \sum P} = \frac{P_2 + \sum P - \sum P}{P_2 + \sum P} = 1 - \frac{\sum P}{P_2 + \sum P}. \quad (3.27)$$

При номинальной нагрузке трансформатор отдает полезную мощность

$$P_{2\text{ном}} = 3 U_{2\text{ном}} I_{2\text{ном}} \cos \varphi_{2\text{ном}} = S \cos \varphi_{2\text{ном}},$$

где  $S$  — номинальная кажущаяся мощность, приведенная на шитке и в паспорте трансформатора, кВ·А.

При произвольной нагрузке, отличающейся от номинальной значениями тока и коэффициента мощности, вторичная мощность

$$P_2 = 3 U_{2\text{ном}} I_2 \cos \varphi_2 = 3 U_{2\text{ном}} \beta I_{2\text{ном}} \cos \varphi_2 = \beta S \cos \varphi_2. \quad (3.28)$$

В формуле (3.28) не учитывается изменение вторичного напряжения при изменении нагрузки, так как оно мало влияет на КПД трансформатора. Допущение о постоянстве  $U_2$  при определении КПД разрешено стандартом.

Подставив (3.26) и (3.28) в (3.27), получим выражение, удобное для практических расчетов КПД трансформатора:

$$\eta = 1 - \frac{P_k \beta^2 + P_0}{\beta S \cos \varphi_2 + P_k \beta^2 + P_0} \quad (3.29)$$

Из формулы (3.29) видно, что для определения КПД трансформатора при любой нагрузке достаточно знать  $\beta$  и  $\cos \varphi_2$ . Остальные величины известны из паспорта и протокола заводских испытаний трансформатора.

Продифференцировав выражение (3.29) и приравняв к нулю производную  $d\eta/d\beta$ , получаем, что функция  $\eta(\beta)$  имеет максимум при такой нагрузке, при которой равны переменные и постоянные потери, т. е. при

$$P_k \beta^2 = P_0; \quad \beta = \sqrt{P_0/P_k},$$

что в промышленных силовых трансформаторах соответствует  $\beta = 0,5 \dots 0,7$ , т. е. таким токам нагрузки, которые наиболее вероятны при эксплуатации данного трансформатора.

Обратим внимание, что при уменьшении  $\cos \varphi_2$  нагрузки КПД трансформатора снижается (рис. 3.16). Это происходит как при индуктивной, так и при емкостной нагрузке, потому что  $\cos \varphi_2 = \cos(-\varphi_2)$ . Из рис. 3.16 также видно, что недогруженный трансформатор имеет низкий КПД, поэтому эксплуатация его при нагрузках, намного меньших номинальной, экономически нецелесообразна. Следовательно, номинальная мощность трансформатора

должна по возможности точно соответствовать ожидаемой реальной мощности нагрузки.

Силовые трансформаторы большой мощности имеют КПД до 99,8%, а трансформаторы средней мощности — порядка 95%.

На рис. 3.17 изображена энергетическая диаграмма трансформатора, т. е. диаграмма преобразования его активной мощности. Трансформатор потребляет из сети мощность  $P_1$  [см. (3.19)], часть которой расходуется на электрические потери в первич-

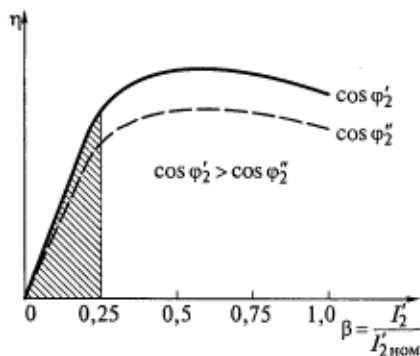


Рис. 3.16. Зависимость коэффициента полезного действия трансформатора от  $\beta$

ной обмотке [см. (3.23)], а часть приходится на долю добавочных потерь  $P_{\text{доб1}}$ , обусловленную потоком рассеяния первичной обмотки. Также из первичной мощности  $P_1$  необходимо вычесть потери в стали и диэлектрические потери, которые согласно схемам на рис. 2.8 и 2.9 составляют

$$P_{\text{ст}} + P_{\text{дз}} = 3E_1 I_{1a} = 3I_{1a}^2 r_{12} = 3I_{10}^2 r_0.$$

Мощность, передаваемая магнитным полем из первичной обмотки трансформатора во вторичную, называется электромагнитной мощностью. Из векторной диаграммы, приведенной на рис. 2.5, видно, что электромагнитная мощность

$$P_{\text{эм}} = 3E_1 I_1 \cos \psi_1 = 3E_2' I_2' \cos \psi_2.$$

Из  $P_{\text{эм}}$  необходимо вычесть электрические потери во вторичной обмотке  $P_{\text{с2}}$  [см. (3.23)] и часть добавочных потерь  $P_{\text{доб2}}$ , обусловленную потоком рассеяния вторичной обмотки. Оставшаяся активная мощность  $P_2$ , определяемая по формуле (3.20), передается нагрузке.

### 3.6. Реактивная мощность в трансформаторе

Рассмотрим диаграмму преобразования реактивной мощности в трансформаторе (рис. 3.18), идущей на создание магнитных полей. Трансформатор потребляет из сети реактивную мощность

$$Q_1 = 3U_1 I_1 \sin \varphi_1. \quad (3.30)$$

В нагрузку передается реактивная мощность

$$\begin{aligned} Q_2 &= 3U_2 I_2 \sin \varphi_2 = \\ &= 3U_2' I_2' \sin \varphi_2. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Для создания магнитного потока рассеяния первичной обмотки требуется реактивная мощность

$$q_1 = 3I_1^2 x_1,$$

а для создания магнитного потока рассеяния вторичной обмотки —

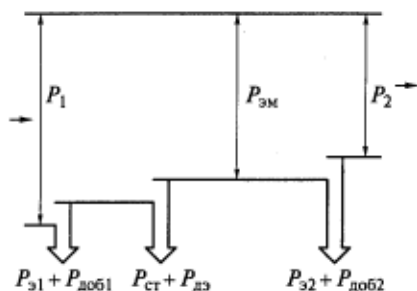


Рис. 3.17. Диаграмма преобразования активной мощности в трансформаторе



Рис. 3.18. Диаграмма преобразования реактивной мощности в трансформаторе

$$q_2 = 3I_2^2 x_2 = 3(I_2')^2 x_2'.$$

Наибольшая намагничивающая реактивная мощность в трансформаторе, которая идет на создание в его сердечнике рабочего потока взаимоиנדукции,

$$q_{12} = 3E_1 I_{1p} = 3I_{1p}^2 x_{12}' = 3I_{10}^2 x_0.$$

Уравнение баланса реактивной мощности в трансформаторе имеет вид

$$Q_1 = Q_2 + q_1 + q_2 + q_{12}. \quad (3.32)$$

Чаще всего трансформаторы потребляют из сети реактивную мощность и, израсходовав часть ее на создание собственных магнитных полей, оставшуюся передают далее, тем более что в промышленных сетях, как уже отмечалось, преобладают потребители с активно-индуктивным сопротивлением (например, асинхронные двигатели). Но возможны и другие ситуации:

при сильно выраженной емкостной нагрузке, например, в автономной системе электроснабжения, ток  $I_2$  может опережать по фазе напряжение  $U_2$ , т.е.  $\varphi_2$  и  $Q_2$  будут отрицательными ( $\varphi_2 < 0$  и  $Q_2 < 0$ );

в ночное время длинные линии электропередачи оказываются недогруженными и емкостные токи утечки между фазами и между фазами и землей оказываются преобладающими. Эти точки протекают по обмоткам трансформаторов;

в высокочастотных трансформаторах, а также при волновых переходных процессах в промышленных сетях (см. подразд. 6.3) входное сопротивление трансформатора может иметь существенную емкостную составляющую вследствие наличия межвитковых и прочих емкостей.

В этих случаях  $Q_2 < 0$  и трансформатор потребляет реактивную мощность как из сети, так и от нагрузки. В выражении (3.32) всегда сумма  $q_1 + q_2 + q_{12} > 0$ . Однако если отрицательная  $Q_2$  по модулю превысит эту сумму при значительных емкостных токах, то в (3.32) может измениться знак  $Q_1$  и трансформатор будет забирать реактивную мощность из нагрузки и отдавать ее в сеть. Для управления этими процессами в современных энергосистемах используются различные средства компенсации реактивной мощности.

### Контрольные вопросы

1. Какие параметры трансформатора определяются по данным опытов холостого хода и короткого замыкания?
2. Какова векторная диаграмма трансформатора при нагрузке, содержащей емкость и активное сопротивление?

3. Дайте определение напряжения короткого замыкания трансформатора, измеряемого в процентах. От чего зависит и для чего используется этот параметр?

4. Почему при изменении нагрузки трансформатора его вторичное напряжение не остается постоянным?

5. Что такое внешняя характеристика трансформатора, какой она имеет вид и какими параметрами определяется?

6. Что представляет собой КПД трансформатора и от чего он зависит?

7. Какие потери активной мощности возникают в трансформаторе и почему?

8. Поясните характеристики холостого хода и короткого замыкания трансформатора.

## РАБОТА ТРАНСФОРМАТОРОВ В ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

## 4.1. Группы соединений обмоток трехфазных трансформаторов

Обмотки трехфазных трансформаторов соединяются в звезду или треугольник в зависимости от значений входного и выходного напряжений. В энергетических системах нередко возникает необходимость параллельного включения трансформаторов, для чего можно использовать только трансформаторы с одинаковыми напряжениями. При этом одинаковыми должны быть не только значения напряжений, но и сдвиги по фазе между напряжениями первичной и вторичной обмоток различных трансформаторов.

Фаза напряжения всегда связана с фазой ЭДС в обмотке. Если соединить параллельно обмотки трансформаторов, ЭДС которых не совпадают по фазе, будут различаться и мгновенные значения ЭДС. При этом в контуре из параллельно соединенных обмоток потечет уравнивающий ток, который может быть велик и опасен для трансформаторов.

Для характеристики относительного сдвига по фазе линейных ЭДС в обмотках высшего и низшего напряжений вводится понятие группы соединения обмоток трехфазных трансформаторов.

Обмотки фаз высшего и низшего напряжений на стержне пронизываются общим рабочим потоком  $\Phi_{12}$  (рис. 4.1). При этом положительными считаются векторы

фазных ЭДС, направленные к началам обмоток. Так как  $\dot{E}_A$  и  $\dot{E}_a$  наводятся одним потоком, они будут совпадать по фазе, если обмотки имеют одинаковое направление намотки и маркировку зажимов (см. рис. 4.1, а). Если направление намотки различно или изменена маркировка зажимов, векторы фазных ЭДС будут в противофазе (см. рис. 4.1, б). Другого соотношения фаз фазных ЭДС обмоток высшего и низшего напряжений в этом случае быть не может. А вот для линейных ЭДС возможно большее разнообразие фазовых сдвигов.

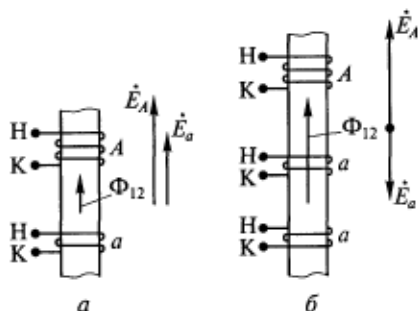


Рис. 4.1. Два варианта (а, б) соотношений фаз фазных ЭДС в обмотках, расположенных на одном стержне:

а — совпадение по фазе (группа 0); б — в противофазе (группа 6); Н, К — обозначения начала и конца обмоток



Рассмотрим одну из распространенных схем соединения обмоток трехфазных трансформаторов  $Y/\Delta$  (рис. 3.5). Мысленно соединим зажимы  $A$  и  $a$  для обеспечения одинакового потенциала. Тогда векторная диаграмма ЭДС обмоток высшего и низшего напряжений будет иметь вид, показанный на рис. 4.2. Построение начинается с векторной диаграммы ЭДС обмотки высшего напряжения. Затем строится диаграмма ЭДС обмотки низшего напряжения, начиная с точки  $a$ . Как видно из схемы на рис. 3.5, вектор линейной ЭДС  $\dot{E}_{ab}$  совпадает по фазе с вектором фазной ЭДС  $\dot{E}_B$ , вектор  $\dot{E}_{bc}$  — с вектором  $\dot{E}_C$ , а вектор  $\dot{E}_{ca}$  — с вектором  $\dot{E}_A$ .

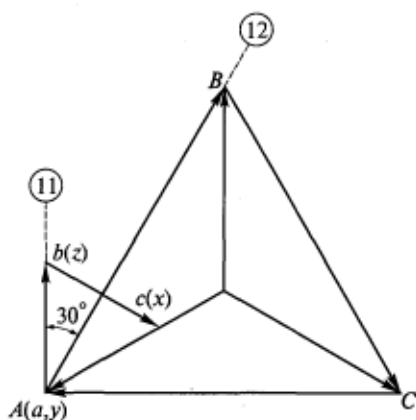


Рис. 4.2. Векторная диаграмма ЭДС трехфазного трансформатора со схемой соединения обмоток  $Y/\Delta$ —11

Группа соединения определяется путем сравнения фаз одноименных векторов линейных ЭДС обмоток высшего и низшего напряжений, например  $\dot{E}_{AB}$  и  $\dot{E}_{ab}$ . Для этого они мысленно накладываются на циферблат часов так, чтобы вектор ЭДС обмотки высшего напряжения  $\dot{E}_{AB}$  был направлен на цифру 12 (см. рис. 4.2), при этом вектор  $\dot{E}_{ab}$  будет направлен на цифру 11, т.е. схема трансформатора, приведенная на рис. 3.5, соответствует 11-й группе соединения. Очевидно, что схемы соединений на рис. 4.1,  $a$ ,  $b$  соответствуют группам 0 и 6.

ГОСТ 11677—74 предусматривает основную группу соединения обмоток  $Y/Y_0$ —0 (с нулевым проводом у обмотки НН) для трансформаторов всех мощностей и другие возможные группы соединений  $Y/\Delta$ —11,  $Y_0/\Delta$ —11 (с нулевым проводом у обмотки ВН). Первый значок в обозначении группы указывает схему соединения обмоток высшего напряжения, второй — обмоток низшего напряжения, цифра — номер группы.

На параллельную работу можно включать трансформаторы только с одинаковыми группами соединения.

Для всех трансформаторов мощностью от 25 до 630 кВ·А стандартом предусмотрена также группа соединения  $\Delta/Y_0$ —11 (с нулевым проводом обмотки НН), схема которой и векторная диаграмма ЭДС приведены на рис. 4.3. Построение диаграммы начинается с векторов линейных ЭДС обмотки высшего напряжения. Так как она соединена в треугольник, то фазные ЭДС совпадают с линейными и звезда фазных ЭДС не строится. Вектор фазной ЭДС обмотки низшего напряжения  $\dot{E}_a$  находится в противофазе

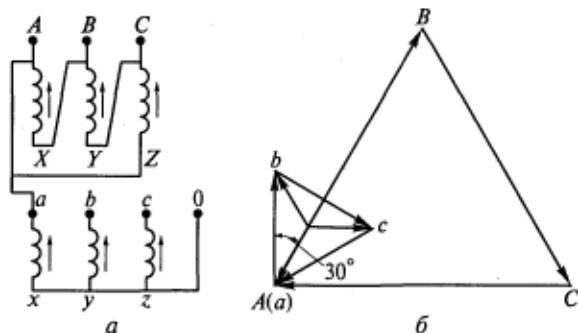


Рис. 4.3. Схема соединения обмоток  $Y/\Delta-11$  (а) и векторная диаграмма их ЭДС (б)

с вектором  $\dot{E}_{AB}$ , вектор  $\dot{E}_b$  — в противофазе с вектором  $\dot{E}_{BC}$ , вектор  $\dot{E}_c$  — в противофазе с вектором  $\dot{E}_{CA}$ . Совместив с циферблатом часов одноименные векторы линейных ЭДС  $\dot{E}_{AB}$  и  $\dot{E}_a$ , нетрудно убедиться, что схема на рис. 4.3, а соответствует группе соединения 11.

## 4.2. Параллельная работа трансформаторов

Для параллельной работы трансформаторов соединяют одноименные зажимы их первичных обмоток, одновременно включая параллельно вторичные обмотки. Параллельная работа трансформаторов необходима и целесообразна:

для резервирования с целью повышения надежности электроснабжения ответственных потребителей, т. е. чтобы в случае неисправности в линии одного трансформатора электроэнергия без перерыва подавалась через другой;

для увеличения КПД трансформаторных подстанций при малых нагрузках, т. е. чтобы часть параллельно работающих трансформаторов в этом случае можно было отключать;

при суммарной мощности нагрузки, превышающей номинальную мощность каждого из имеющихся в наличии трансформаторов.

Параллельно можно включать трансформаторы разной мощности, но ГОСТ 11677—74 не рекомендует параллельную работу трансформаторов с отношением номинальных мощностей более 3:1.

Нагрузка между параллельно работающими трансформаторами должна распределяться пропорционально их номинальным мощностям, что возможно при выполнении следующих условий их включения:

первичные и вторичные напряжения трансформаторов должны быть равны, т. е. их коэффициенты трансформации должны быть одинаковыми;

группы соединения обмоток трансформаторов должны быть одинаковыми;

напряжения короткого замыкания  $u_k$  трансформаторов должны быть одинаковыми.

Первые два условия необходимо соблюдать, чтобы избежать уравнительных токов в контуре из обмоток параллельно работающих трансформаторов, так как эти токи могут иметь опасное значение.

Если не соблюдается третье условие, то при увеличении общей нагрузки первым достигнет номинальной мощности тот трансформатор, у которого  $u_k$  минимальное, так как с ростом нагрузки у этого трансформатора меньше всего будет снижаться вторичное напряжение  $U'_2$  (см. рис. 3.15). Следовательно, дальнейшее увеличение общей нагрузки приведет к перегрузке данного трансформатора. При этом остальные параллельно включенные трансформаторы останутся недогруженными. При равных  $u_k$  все параллельно включенные трансформаторы достигают номинальной мощности одновременно.

Для упрощения пояснений пренебрежем токами холостого хода трансформаторов, т. е. будем считать их намагничивающие ветви разомкнутыми (см. рис. 3.9). Тогда схема замещения, например, трех параллельно работающих трансформаторов будет содержать только их сопротивления короткого замыкания (рис. 4.4). Из этой схемы видно, что действующие значения падений напряжений равны:

$$I_1 z_{к1} = I_{II} z_{кII} = I_{III} z_{кIII}.$$

Следовательно, токи в параллельных ветвях распределяются обратно пропорционально значениям  $z_k$ :

$$I_1 : I_{II} : I_{III} = \frac{1}{z_{к1}} : \frac{1}{z_{кII}} : \frac{1}{z_{кIII}}. \quad (4.1)$$

При принятом допущении об отсутствии тока холостого хода для каждого трансформатора справедливы следующие соотношения:

$$I_1 = I'_2 = I_{I, II, III}; \quad \beta_{I, II, III} = \frac{I'_2}{I'_{2ном}} = \frac{I_1}{I_{1ном}} = \frac{I_{I, II, III}}{I_{ном}}.$$

Представим все величины в соотношении (4.1) в процентах от их номинальных значений в соответствии с (3.18):

$$\beta_1 : \beta_{II} : \beta_{III} = \frac{1}{u_{к1}} : \frac{1}{u_{кII}} : \frac{1}{u_{кIII}}. \quad (4.2)$$

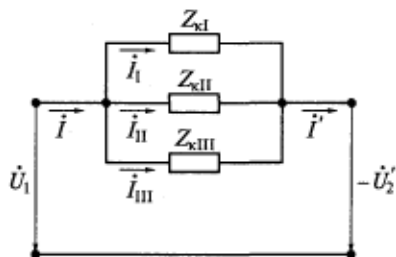


Рис. 4.4. Схема замещения трех параллельно работающих трансформаторов

Таким образом, коэффициенты нагрузки параллельно работающих трансформаторов обратно пропорциональны их напряжениям короткого замыкания.

Формула (4.2) показывает соотношение токов нагрузки, а так как параллельно работающие трансформаторы имеют одинаковые напряжения на зажимах, то и соотношение их кажущихся мощностей будет аналогичным. Действительно, для любого из трансформаторов можно записать

$$\beta = \frac{I'_2}{I'_{2н}} = \frac{mU'_{2н}I'_2}{mU'_{2н}I'_{2н}} = \frac{S}{S_n} = S^*,$$

где  $m$  — число фаз;  $S^*$  — относительная мощность нагрузки трансформатора.

Это выражение позволяет переписать соотношение (4.2) в виде

$$S^*_I : S^*_{II} : S^*_{III} = \frac{1}{u_{кI}} : \frac{1}{u_{кII}} : \frac{1}{u_{кIII}}. \quad (4.3)$$

Это означает, что при равенстве напряжений короткого замыкания каждый из параллельно включенных трансформаторов будет нагружен до его номинальной мощности. При различных значениях  $u_k$  этого не произойдет, и суммарная мощность установки будет ниже суммы номинальных мощностей входящих в нее трансформаторов.

### 4.3. Несимметричная нагрузка трансформаторов

В практике эксплуатации трансформаторов случается, что нагрузка неравномерно распределяется по фазам. Нагрузка не будет симметричной, если токи фаз не равны, если их сдвиг по фазе во времени не равен  $120^\circ$  или если имеет место то и другое, что возможно в следующих случаях:

при включении мощных однофазных потребителей энергии, например электропечей;

в аварийных режимах однофазных и двухфазных коротких замыканий в линии электропередачи или на зажимах трансформатора;

если полные сопротивления нагрузки в фазах различны по модулю, фазе или по обоим этим величинам.

Для определения характеристик трехфазного трансформатора в симметричных режимах работы достаточно рассчитать переменные одной фазы, так как переменные двух других фаз будут иметь аналогичные значения, но иные временные фазы. Кроме того, в симметричном режиме работы трансформатора сумма рабочих магнитных потоков фаз в любой момент времени равна нулю (см. рис. 3.3, 3.4) и они сбалансированно распределяются по сердечнику.

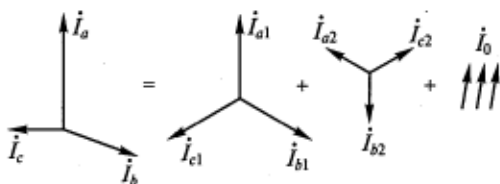


Рис. 4.5. Векторные диаграммы симметричных составляющих несимметричной системы токов

В несимметричных режимах работы токи фаз трансформатора различны, т. е. для их определения необходимо решать уравнения для всех трех фаз. При этом между фазами есть индуктивная связь, поэтому уравнения следовало бы решать одновременно. Поскольку в общем случае несимметричного режима сумма магнитных потоков фаз не равна нулю, картина распределения магнитного поля в сердечнике трансформатора неизвестна. Причем она разная и в различных несимметричных режимах.

Все это делает неопределенной задачу определения взаимных индуктивностей фаз трансформатора в несимметричных режимах. Так как неизвестны контуры, по которым замыкаются магнитные потоки фаз, нельзя найти и индуктивные сопротивления обмоток. А без знания этих параметров невозможно определить токи и другие переменные.

Таким образом, анализ и расчет характеристик трансформаторов в несимметричных режимах работы становится неразрешимой задачей. Использование для решения этой задачи параметров и уравнений, характерных для симметричного режима, приводит к недопустимым ошибкам.

В 1918 г. американский электротехник С. Фортестью предложил для анализа несимметричных режимов метод трехфазных симметричных составляющих. Сущность этого метода состоит в том, что любую несимметричную систему трехфазных величин (токов, напряжений и т. д.) можно представить в виде суммы трех систем: двух симметричных трехфазных и одной системы, содержащей переменные, равные по значению и совпадающие по фазе во всех фазах трехфазной обмотки трансформатора. На рис. 4.5 для примера показаны векторные диаграммы симметричных составляющих несимметричной системы токов.

Согласно методу симметричных составляющих можно записать:

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2} + \dot{I}_{a0} &= \dot{I}_a; \\
 \dot{I}_{b1} + \dot{I}_{b2} + \dot{I}_{b0} &= \dot{I}_b; \\
 \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2} + \dot{I}_{c0} &= \dot{I}_c
 \end{aligned}
 \tag{4.4}$$

Умножив второе уравнение системы (4.4) на единичный вектор  $a = e^{j120^\circ}$ , а третье — на  $a^2 = e^{j240^\circ}$  и сложив все три уравнения почленно, получим

$$\begin{aligned} & (\dot{I}_{a1} + a\dot{I}_{b1} + a^2\dot{I}_{c1}) + (\dot{I}_{a2} + a\dot{I}_{b2} + a^2\dot{I}_{c2}) + \\ & + (\dot{I}_{a0} + a\dot{I}_{b0} + a^2\dot{I}_{c0}) = \dot{I}_a + a\dot{I}_b + a^2\dot{I}_c. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Умножение вектора на  $a$  приводит к повороту его на  $120^\circ$  против часовой стрелки, умножение вектора на  $a^2$  — к повороту его на  $240^\circ$  в том же направлении.

Из векторных диаграмм, приведенных на рис. 4.5, видно, что  $\dot{I}_{a1} + a\dot{I}_{b1} + a^2\dot{I}_{c1} = 3\dot{I}_{a1}$ ,  $\dot{I}_{a2} + a\dot{I}_{b2} + a^2\dot{I}_{c2} = 0$ ,  $\dot{I}_{a0} + a\dot{I}_{b0} + a^2\dot{I}_{c0} = 0$ . Следовательно, из выражения (4.5) можно записать формулу для симметричной составляющей прямой последовательности:

$$\dot{I}_{a1} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a\dot{I}_b + a^2\dot{I}_c). \quad (4.6)$$

Умножив второе уравнение системы (4.4) на  $a^2$ , а третье — на  $a$  и сложив все три выражения почленно, получим формулу для симметричной составляющей обратной последовательности:

$$\dot{I}_{a2} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a^2\dot{I}_b + a\dot{I}_c). \quad (4.7)$$

Если просто сложить уравнения (4.4), получим формулу для составляющей нулевой последовательности:

$$\dot{I}_0 = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c). \quad (4.8)$$

Если система токов симметрична или обмотка не имеет нулевого провода,  $\dot{I}_0 = 0$ .

При расчете характеристик трансформатора методом симметричных составляющих решаются уравнения для каждой последовательности в отдельности. В трансформаторе магнитные потоки разных последовательностей не влияют друг на друга, если не учитывать насыщение и гистерезис стали сердечника. Следовательно, для определения симметричной составляющей любой переменной достаточно решить уравнения одной фазы трансформатора. После определения симметричных составляющих результирующие значения переменных находят их геометрическим сложением в соответствии с (4.4).

Таким образом, метод симметричных составляющих основан на использовании принципа наложения, который справедлив только для линейных систем, поэтому принимается допущение, что сталь магнитопровода имеет линейные характеристики.

Если записать уравнения второго правила Кирхгофа для каждой последовательности, в них войдут параметры трансформато-

ра для данной последовательности. Все, что говорилось о симметричных режимах, в равной мере относится к прямой и обратной последовательностям несимметричных режимов по отдельности, т.е. параметры трансформаторов в них одинаковы и равны параметрам схемы замещения трансформатора, работающего в симметричном режиме (см. рис. 2.9). Действительно, если к трансформатору подвести трехфазное напряжение с обратным чередованием фаз, распределение магнитного потока в сердечнике не изменится. Одинаковы и схемы замещения трансформатора для переменных прямой и обратной последовательностей.

Иначе обстоит дело с нулевой последовательностью, параметры и все переменные которой зависят от схемы соединения обмоток трансформатора. При этом возможны два принципиально различных варианта: токи нулевой последовательности протекают в одной обмотке трансформатора и в обеих обмотках.

Рассмотрим эти варианты на конкретных примерах, полагая, что мощность сети, от которой питается трансформатор, намного больше мощности самого трансформатора. Это означает, что при любых искажениях симметрии вторичных и первичных фазных напряжений система первичных линейных напряжений остается симметричной.

**Схема  $Y/Y_0$  (с нулевым проводом у обмотки НН).** В несимметричных режимах работы трансформаторов это один из самых неприятных для практики случаев. Здесь токи нулевой последовательности появляются вследствие несимметрии сопротивлений нагрузки, включенных на фазные вторичные напряжения, и могут протекать только во вторичной обмотке, так как первичная не имеет нулевого провода.

Однако любая составляющая тока и МДС вторичной обмотки трансформатора обычно компенсируется аналогичной составляющей тока и МДС первичной обмотки. Их разность всегда мала и равна намагничивающему току, создающему поток в сердечнике. В рассматриваемом примере составляющая  $I_0$  тока вторичной обмотки не компенсируется током первичной обмотки. МДС этого тока создает большие магнитные потоки нулевой последовательности  $\Phi_0$ , совпадающие по значению и фазе во всех стержнях. Эти потоки могут замыкаться только по воздуху и металлическим частям конструкции трансформатора и прежде всего по стенкам стального бака, в который он помещается, где появляются вихревые токи, нагревающие эти металлические части и снижающие его КПД. По сердечнику трансформатора поток  $\Phi_0$  замыкаться не может, так как в любом контуре, замыкающемся по сердечнику, сумма МДС от тока  $I_0$  равна нулю.

Поток  $\Phi_0$  создается переменным током  $I_0$ , поэтому он индуцирует во всех фазах обмотки высшего напряжения одинаковую ЭДС нулевой последовательности  $E_0$ . С учетом этого уравнения

напряжений для фаз первичной обмотки трансформатора [см. (2.28)] будут иметь следующий вид:

$$\begin{aligned}\dot{U}_A &= -\dot{E}_A - \dot{E}_0 + \dot{I}_A Z_1; \\ \dot{U}_B &= -\dot{E}_B - \dot{E}_0 + \dot{I}_B Z_1; \\ \dot{U}_C &= -\dot{E}_C - \dot{E}_0 + \dot{I}_C Z_1,\end{aligned}$$

где  $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$  — фазные напряжения обмотки высшего напряжения;  $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$  — полные токи фаз.

Падение напряжения на полном сопротивлении первичной обмотки  $Z_1$  силовых трансформаторов не превышает 5 % от значения фазного напряжения. Если пренебречь этим слагаемым, предыдущие уравнения можно записать в виде

$$\begin{aligned}\dot{U}_A &\approx -\dot{E}_A - \dot{E}_0; \\ \dot{U}_B &\approx -\dot{E}_B - \dot{E}_0; \\ \dot{U}_C &\approx -\dot{E}_C - \dot{E}_0.\end{aligned}\tag{4.9}$$

ЭДС  $\dot{E}_A, \dot{E}_B, \dot{E}_C$  индуцируются суммой потоков прямой и обратной последовательностей. В общем случае они не равны по значению и сдвинуты по фазе на произвольные углы, но их геометрическая сумма равна нулю:

$$\dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C = 0.\tag{4.10}$$

Это объясняется тем, что наведены эти ЭДС симметричными системами потоков прямой и обратной последовательностей.

При холостом ходе трансформатора  $\dot{I}_0 = 0, \dot{E}_0 = 0$  и нет искажения симметрии вторичных фазных напряжений. Тогда из (4.9) можно записать:

$$\dot{U}_A \approx -\dot{E}_A; \quad \dot{U}_B \approx -\dot{E}_B; \quad \dot{U}_C \approx -\dot{E}_C,$$

т. е. в соответствии с (4.10) система первичных фазных напряжений симметрична (штриховые векторы на рис. 4.6):

$$\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C = 0.$$

Как уже отмечалось, система первичных линейных напряжений  $\dot{U}_{AB}, \dot{U}_{BC}, \dot{U}_{CA}$  всегда симметрична в сети большой мощности.

Теперь представим, что к вторичной обмотке трансформатора подключена несимметричная нагрузка, т. е. к ЭДС каждой фазы обмотки ВН добавится ЭДС нулевой последовательности [см. (4.9)]. При этом направление вектора  $\dot{E}_0$  определяется фазой тока  $\dot{I}_0$ , которая, в свою очередь, зависит от вида несимметричного режима и степени несимметрии.



Векторная диаграмма первичных фазных напряжений при несимметричной нагрузке имеет вид несимметричной звезды (см. сплошные линии на рис. 4.6), т.е.  $\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C = -3\dot{E}_0$ . Искажение симметрии звезды первичных фазных напряжений и ЭДС неизбежно вызовет искажение симметрии вторичных фазных напряжений и ЭДС, потому что их отношение всегда равно коэффициенту трансформации  $k$ . Фазные напряжения вторичной обмотки подведены к нагрузке. Если эта нагрузка, например, осветительная, повышение напряжения одних фаз приведет к перегоранию ламп, включенных в эту фазу; при этом в других фазах накал ламп ослабеет.

Следовательно, при ожидании несимметричной нагрузки не следует соединять обмотки трансформатора по схеме  $Y/Y_0$ . В этой схеме ток  $\dot{I}_0$  протекает во вторичной обмотке, имеющей нулевой провод и возникает он из-за несимметрии сопротивлений нагрузки. При этом в первичной обмотке нет тока нулевой последовательности, т.е. МДС и поток нулевой последовательности вторичной обмотки не компенсируются. Схема замещения нулевой последовательности в этом случае аналогична схеме режима холостого хода (рис. 4.7). Здесь в первичной обмотке тока нет, но наводится ЭДС  $\dot{E}_0$ . Напряжение нулевой последовательности вторичной обмотки  $\dot{U}'_0$  можно найти в результате разложения на симметричные составляющие системы вторичных фазных напряжений. На рис. 4.7  $Z_{00}$  — комплексное сопротивление нулевой последовательности трансформатора.

**Схема  $\Delta/Y_0$  (с нулевым проводом).** Эта схема (см. рис. 4.3) предпочтительна при наличии значительного тока нулевой последовательности. Здесь во вторичной обмотке трансформатора вследствие несимметрии сопротивлений нагрузки возникает ток нулевой последовательности  $\dot{I}'_{0Y}$  (рис. 4.8), создающий поток нулевой последовательности  $\Phi_{0Y}$ , который индуцирует в первичной обмотке ЭДС нуле-



Рис. 4.6. Искажение звезды фазных напряжений при несимметричной нагрузке трансформатора в схеме соединения  $Y/Y_0$

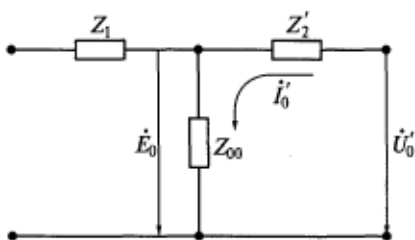


Рис. 4.7. Схема замещения нулевой последовательности при соединении обмоток трансформатора по схеме  $Y/Y_0$

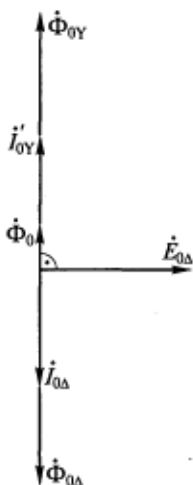


Рис. 4.8. Векторная диаграмма, поясняющая компенсирующее действие обмотки трансформатора, соединенной в треугольник

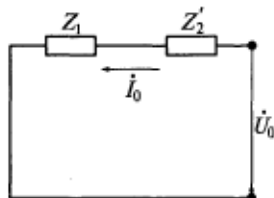


Рис. 4.9. Схема замещения нулевой последовательности при соединении обмоток трансформатора по схеме  $\Delta/Y_0$

вой последовательности  $\dot{E}_{0\Delta}$ . Эта ЭДС по значению и фазе одинакова во всех фазах первичной обмотки, следовательно, под действием  $3\dot{E}_{0\Delta}$  в замкнутом контуре треугольника потечет ток нулевой последовательности  $\dot{I}_{0\Delta}$ . При этом ток  $\dot{I}_{0\Delta}$  почти на  $90^\circ$  будет отставать по фазе от вызвавшей его ЭДС  $\dot{E}_{0\Delta}$ , так как активное сопротивление обмоток силовых трансформаторов относительно мало.

Результирующий магнитный поток нулевой последовательности  $\dot{\Phi}_0 = \dot{\Phi}_{0Y} + \dot{\Phi}_{0\Delta}$  невелик, так как потоки вторичной и первичной обмоток в значительной степени компенсируют друг друга. Как и в предыдущем случае, магнитный поток  $\dot{\Phi}_0$  замыкается по воздуху и элементам конструкции трансформатора. Однако вследствие небольшого значения поток  $\dot{\Phi}_0$  наведет маленькие ЭДС нулевой последовательности в фазах обмоток и вызовет небольшие искажение звезды вторичных фазных напряжений. Поэтому схема соединения обмоток трансформатора  $\Delta/Y_0$  и рекомендуется стандартом.

В схеме на рис. 4.3 линейные токи первичной обмотки не будут содержать составляющие нулевой последовательности. В этом легко убедиться, записав уравнение первого правила Кирхгофа для суммы токов нулевой последовательности, скажем, в точке  $B$ .

Следует подчеркнуть, что в любой обмотке трансформатора, соединенной в треугольник, ток нулевой последовательности может появиться только под действием ЭДС, трансформированной из другой обмотки. Поскольку в треугольнике ток  $\dot{I}_0$  протекает по замкнутому контуру фаз обмотки, схема замещения нулевой последовательности (рис. 4.9) в этом случае подобна схеме для режима короткого замыкания, только замкнутыми здесь оказываются зажимы первичной обмотки.

**Компенсационная обмотка.** Иногда в силовых трансформаторах кроме первичной и вторичной обмоток предусматривается третья обмотка, соединенная в треугольник. Эта обмотка, электрически не связанная ни с питающей сетью, ни с нагрузкой, называется компенсационной, так как предназначена для компенсации:

токов, МДС и магнитных потоков нулевой последовательности; третьей и кратных ей гармоник в кривых намагничивающего тока, МДС холостого хода и магнитного потока, которые возникают из-за насыщения стали сердечника (см. рис. 2.7) и во всех фазах трансформатора совпадают по значению и фазе, т. е. проявляются аналогично нулевой последовательности.

Для улучшения действия компенсационная обмотка имеет малое активное сопротивление.

**Метод измерения сопротивления  $Z_{00}$ .** В намагничивающую ветвь схемы замещения, показанной на рис. 4.7, входит комплекс сопротивления нулевой последовательности  $Z_{00} = r_{00} + jx_{00}$ . Составляющие этого комплекса не равны активному и индуктивному сопротивлениям намагничивающей ветви схемы замещения прямой и обратной последовательностей (см. рис. 2.9), т. е.  $Z_{00} \neq Z_0$ .

Индуктивное сопротивление нулевой последовательности  $x_{00}$  соответствует магнитному потоку  $\Phi_0$ . Активное сопротивление  $r_{00}$  вводится в схему замещения для учета потерь в участках магнитопровода и элементах конструкции трансформатора от вихревых токов, обусловленных потоком  $\Phi_0$ .

Сопротивление  $Z_{00}$  не поддается точному расчету, так как неизвестна картина распределения потока  $\Phi_0$ . На практике  $Z_{00}$  определяют опытным путем по схеме, приведенной на рис. 4.10. В этой схеме однофазное напряжение подводится к вторичной обмотке трансформатора, соединенной в так называемую схему открытого треугольника. Причем напряжение выбирается таким, чтобы ток в обмотке не превышал номинального значения. Первичная обмотка трансформатора разомкнута. Во всех фазах вторичной обмотки протекают токи, одинаковые по значению и фазе, создавая магнитные потоки нулевой последовательности, замыкающиеся по

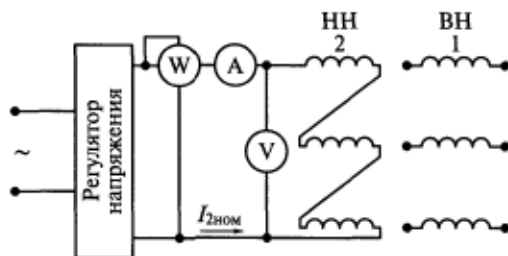


Рис. 4.10. Схема опыта для определения параметров нулевой последовательности трансформатора

воздуху и баку трансформатора. Иными словами, создается полная имитация нулевой последовательности.

Из схемы на рис. 4.7 видно, что модуль полного сопротивления цепи фазы можно найти следующим образом:

$$\sqrt{(r'_2 + r_{00})^2 + (x'_2 + x_{00})^2} = \frac{U_0}{3I_0}.$$

Так как вся потребляемая активная мощность расходуется на потери в активных сопротивлениях,

$$r'_2 + r_{00} = \frac{P}{3I_0^2},$$

сумма индуктивных сопротивлений

$$x'_2 + x_{00} = \sqrt{(r'_2 + r_{00})^2 + (x'_2 + x_{00})^2} - (r'_2 + r_{00}).$$

Параметры вторичной обмотки  $r'_2$  и  $x'_2$  определяются расчетом или из опыта короткого замыкания (см. разд. 3.3). Вычтем их значения из приведенных сумм и найдем  $r_{00}$  и  $x_{00}$ .

В трехфазных трехстержневых трансформаторах сопротивление  $Z_{00}$  в десятки или сотни раз меньше  $Z_0$ , так как поток  $\Phi_0$  замыкается по воздуху и намного меньше рабочего потока в сердечниках  $\Phi_{12}$ .

#### 4.4. Регулирование напряжения трансформаторов

В подразд. 3.4 было установлено, что при изменении тока нагрузки трансформатора изменяется его вторичное напряжение, т. е. имеет место отклонение  $\Delta U$ . Стандарт допускает в общепромышленных сетях отклонение напряжения от номинального значения в пределах  $-10 \dots +5 \%$ . Особенно велики колебания напряжения в маломощных сетях, например в сельских районах.

Для некоторых потребителей требуется более стабильное напряжение, например для некоторых типов осветительных ламп, электронных вычислительных машин, радиопередающих устройств. Для поддержания выходного напряжения трансформатора постоянным его необходимо регулировать, что обеспечивается изменением коэффициента трансформации  $k = w_1/w_2$ , т. е. переключением витков первичной или вторичной обмотки. Для обеспечения возможности изменения числа витков обмотка ВН трансформатора выполняется с несколькими ответвлениями и снабжается специальным переключающим устройством.

Для силовых трансформаторов ГОСТ 11677—85 предусматривает два возможных типа переключающих устройств:

ПБВ — переключение без возбуждения, т.е. переключение ответвлений после отключения всех обмоток трансформатора от сети и нагрузки;

РПН — регулирование под нагрузкой, т.е. переключение ответвлений обмоток без отключения трансформатора от сети и нагрузки.

Переключение без возбуждения проще, но при его использовании прерывается электроснабжение потребителя. Устройства для регулирования напряжения под нагрузкой сложные и дорогие, но они широко используются.

Трансформаторы с ПБВ обеспечивают регулирование напряжения относительно номинального на  $\pm 5\%$  в две ступени по  $\pm 2,5\%$ . Обычно ответвления выполняются у обмотки ВН, так как при этом выше точность регулирования и меньше ток.

Ответвление типа показанного на рис. 4.11, *а* используется редко, так как после переключения зажимов  $X_1 \dots X_3$  изменяется распределение поля рассеяния обмотки ВН, увеличивается ее индуктивное сопротивление рассеяния и возрастают электродинамические силы, действующие на нее при коротких замыканиях. По этим причинам переключаемые витки стремятся располагать в середине обмотки (рис. 4.11, *б*) или в центре окна сердечника (рис. 4.11, *в*).

В целях уменьшения усилий, действующих на обмотку при коротких замыканиях, ее переключаемые витки выносят в отдельную катушку, которая соединяется последовательно с основной катушкой и concentрически ее охватывает (рис. 4.11, *з*).

Если обмотка ВН соединяется в звезду, точки переключений располагаются ближе к заземленной нейтрали. При этом упрощается задача изолирования переключающего устройства.

Трансформаторы с РПН обеспечивают регулирование напряжения относительно номинального вплоть до  $\pm 12\%$ . При этом ступеней регулирования может быть 6, 8 и 9.

Возможность переключения ответвлений без разрыва цепи тока нагрузки обеспечивается следующим образом. Допустим, что трансформатор работает на ответвлении  $X_1$  обмотки ВН (рис. 4.12, *а*). Оба переключателя П1 и П2 соединены с  $X_1$ . Фазный ток трансформатора  $I$  проходит через реактор (Р) — катушку с большим индуктивным и малым

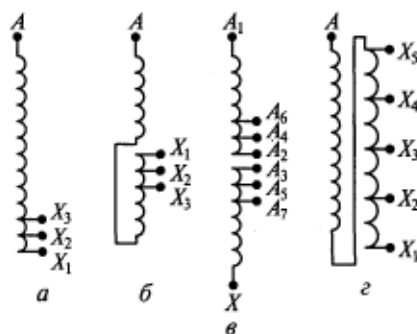


Рис. 4.11. Различные схемы (*а—з*) выполнения ответвлений для регулирования напряжения трансформатора

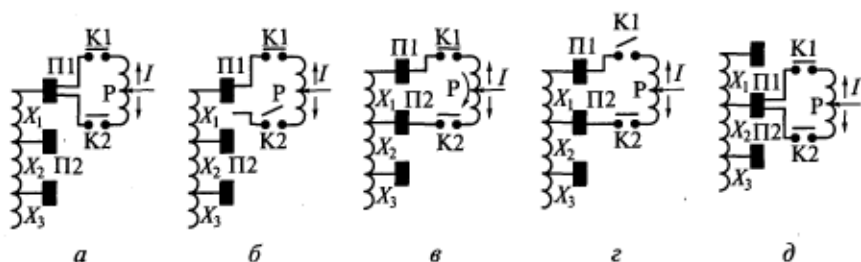


Рис. 4.12. Схемы (а—д), иллюстрирующие порядок работы переключающего устройства для регулирования напряжения трансформатора под нагрузкой

активным сопротивлениями. В положениях, показанных на рис. 4.12, а, д, ток  $I$  разветвляется и в каждой половине витков реактора проходит в разных направлениях. При этом суммарный магнитный поток в сердечнике реактора равен нулю и его индуктивное сопротивление не проявляется.

Для переключения на ответвление  $X_2$  сначала контактор К2 разрывает одну параллельную ветвь реактора, после чего отключается переключатель П2 (рис. 4.12, б). (Переключатели П1 и П2 рассчитаны на коммутацию цепей без тока.) Затем переключатель П2 соединяется с ответвлением  $X_2$  и замыкается контактор К2. В промежуточном положении (рис. 4.12, в) к внешней цепи одновременно подключены ответвления  $X_1$  и  $X_2$ , т. е. часть витков обмотки ВН замкнута переключающим устройством. Для ограничения тока в замкнутых витках используется реактор Р. Так как этот ток в отличие от тока трансформатора  $I$  проходит по всем виткам реактора в одном направлении, индуктивное сопротивление для него велико.

Далее контактор К1 размыкает одну из параллельных цепей реактора (рис. 4.12, г), переключатель П1 перебрасывается на ответвление  $X_2$ , и К1 замыкается.

Таким образом, изменение числа витков обмотки трансформатора производится без разрыва цепи фазного тока  $I$ .

Существуют и другие схемы переключающих устройств для регулирования напряжения под нагрузкой.

В 70—80-х гг. XX в. в МЭИ была создана серия статических трансформаторных стабилизаторов напряжения, предназначенных для одновременной трансформации напряжения и поддержания его постоянным с заданной точностью при изменениях тока нагрузки и первичного напряжения сети. Эти стабилизаторы осуществляют плавное (не ступенчатое) регулирование напряжения без контактных переключений, благодаря чему повышается качество электроснабжения потребителей.

## Контрольные вопросы

1. Что представляет собой группа соединения обмоток трехфазного трансформатора?
2. Каковы условия включения трансформаторов на параллельную работу?
3. Как распределяются ток и мощность нагрузки между параллельно работающими трансформаторами?
4. Какова сущность метода симметричных составляющих и почему он используется для расчета характеристик трансформаторов при несимметричной нагрузке?
5. Чем обусловлено искажение звезды фазных напряжений при несимметричной нагрузке трехфазного трансформатора?
6. Каково назначение компенсационной обмотки в трансформаторе?
7. Как нулевая последовательность переменных влияет на работу трансформатора?
8. Каковы способы регулирования вторичного напряжения трансформаторов?

### 5.1. Трехобмоточные трансформаторы

В радиоэлектронных устройствах и схемах автоматики применяются многообмоточные трансформаторы, имеющие одну первичную и несколько вторичных обмоток на различные напряжения.

В электроэнергетике используются трехобмоточные трансформаторы, например, с первичной обмоткой на напряжение 500 кВ и с двумя вторичными обмотками на 220 и 110 кВ.

Все обмотки трехобмоточного трансформатора рассчитываются на полную его номинальную мощность. Иначе говоря, через каждую вторичную обмотку трансформатора может передаваться 100 % мощности нагрузки, если другая его вторичная обмотка отключена.

Конструктивно трехобмоточный трансформатор мало отличается от двухобмоточного. Обмотка высшего напряжения всегда располагается на стержне снаружи; ближе всех к стержню может располагаться обмотка низшего или среднего напряжения (СН). Зажимы обмотки СН имеют обозначения  $A_m, B_m, C_m, X_m, Y_m, Z_m, 0_m$ .

ГОСТ 11677—85 рекомендует следующие группы соединений для трехфазных трехобмоточных трансформаторов:  $Y_0/Y_0/\Delta-0-11$  и  $Y_0/\Delta/\Delta-11-11$ . Все обмотки, соединенные в звезду, имеют нулевой провод. В обозначении группы первый символ показывает схему соединения обмотки ВН, второй — СН, третий — НН; первая цифра указывает группу соединения обмотки СН по отношению к обмотке ВН, а вторая — группу соединения обмотки НН по отношению к обмотке ВН.

По аналогии с уравнениями (2.28) двухобмоточного трансформатора можно записать комплексные уравнения трехобмоточного трансформатора (здесь третья обмотка приведена к первичной):

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1; \\ \dot{U}'_2 &= \dot{E}'_2 - \dot{I}_2 Z'_2; \\ \dot{U}'_3 &= \dot{E}'_3 - \dot{I}_3 Z'_3. \end{aligned} \quad (5.1)$$

где  $\dot{U}'_3$  — напряжение на зажимах третьей обмотки;  $\dot{E}'_3$  — ЭДС в третьей обмотке, индуцированная рабочим магнитным потоком  $\Phi$ ;  $\dot{I}'_3$  — ток в третьей обмотке;  $Z'_3 = r'_3 + jx'_3$  — полное сопротивление третьей обмотки, состоящее из активного сопротивления  $r'_3$  и индуктивного сопротивления рассеяния  $x'_3$ .



Поток  $\Phi$  в сердечнике создается результирующей МДС трех обмоток:

$$\dot{F}_{10} = \dot{F}_1 + \dot{F}_2 + \dot{F}_3 = \dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 + \dot{I}_3 w_3.$$

Разделив все члены этого выражения на  $w_1$ , получим

$$\dot{I}_{10} = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3$$

или

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{10} + (-\dot{I}'_2) + (-\dot{I}'_3). \quad (5.2)$$

Из (5.2) можно заключить, что ток первичной обмотки  $\dot{I}_1$  содержит кроме тока холостого хода  $\dot{I}_{10}$  составляющие, которые компенсируют действие токов  $\dot{I}'_2$  и  $\dot{I}'_3$ . Если пренебречь малым током холостого хода, можно считать, что

$$\dot{I}_1 \approx (-\dot{I}'_2) + (-\dot{I}'_3).$$

Уравнения (5.1) и (5.2) позволяют получить трехлучевую схему замещения трехобмоточного трансформатора (рис. 5.1). Если известны параметры схемы замещения, можно рассчитывать характеристики и проанализировать установившиеся режимы работы трансформатора.

Первой особенностью трехобмоточного трансформатора и его схемы замещения является наличие взаимного влияния вторичных обмоток. Допустим, что из-за изменения нагрузки увеличился ток  $\dot{I}'_2$ . Согласно (5.2) ток  $\dot{I}_1$  также увеличится. Это вызовет увеличение падения напряжения на сопротивлении первичной обмотки  $Z_1$ , а следовательно, в соответствии с (5.1) некоторое снижение ЭДС в обмотках:

$$\dot{E}_1 = \dot{E}'_2 = \dot{E}'_3,$$

в результате чего несколько уменьшится ток  $\dot{I}'_3$ .

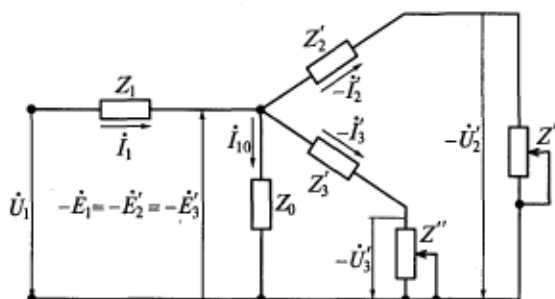


Рис. 5.1. Схема замещения трехобмоточного трансформатора

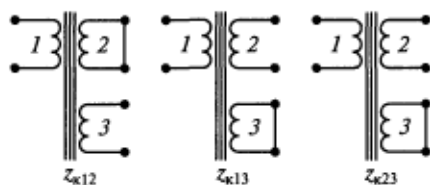


Рис. 5.2. Три схемы проведения опытов короткого замыкания для определения параметров трехобмоточного трансформатора

Если в работу включены все обмотки трехобмоточного трансформатора, вторичные обмотки оказываются недогруженными до номинальной расчетной мощности. Кажущиеся мощности обмоток соответственно

$$S_1 = mU_1I_1; \quad S_2 = mU_2I_2; \quad S_3 = mU_3I_3.$$

Поскольку параметры вторичных обмоток неодинаковы, их токи в общем случае не совпадают по фазе и, если пренебречь током холостого хода,

$$I'_2 + I'_3 > I_1.$$

Следовательно, сумма кажущихся мощностей вторичных обмоток чаще всего не равна  $S$ , что является второй особенностью трехобмоточного трансформатора.

Параметры схемы замещения трехобмоточного трансформатора определяются из одного опыта холостого хода и трех опытов короткого замыкания. В опыте холостого хода питание подается в первичную обмотку. Опыты короткого замыкания проводятся для трех случаев, схемы которых приведены на рис. 5.2:

первичная обмотка подключена к сети, вторичная — замкнута накоротко, третья — разомкнута;

первичная обмотка подключена к сети, вторичная — разомкнута, третья — замкнута;

первичная обмотка разомкнута, вторичная — подключена к сети, третья — замкнута.

Опыты холостого хода и короткого замыкания проводятся по схеме, приведенной на рис. 3.6, и по результатам измерений определяются модули полных сопротивлений короткого замыкания, указанные на рис. 5.2. Если построить для каждого опыта схему замещения трансформатора в режиме короткого замыкания (см. рис. 3.9), получим связь сопротивлений короткого замыкания с параметрами обмоток:

$$z_{к12} = z_1 + z'_2; \quad z_{к13} = z_1 + z'_3; \quad z_{к23} = z'_2 + z'_3.$$

Из этих выражений можно найти параметры схемы замещения:

$$z_1 = \frac{z_{к12} + z_{к13} - z_{к23}}{2}; \quad z'_2 = \frac{z_{к12} + z_{к23} - z_{к13}}{2}; \quad z'_3 = \frac{z_{к13} + z_{к23} - z_{к12}}{2}.$$

Сопrotивление  $z_0$  определяется по результатам опыта холостого хода (см. подразд. 3.2). Измерение потребляемой активной мощности производится во всех экспериментах для того, чтобы найти коэффициенты мощности и разделить модули полных сопротивлений схемы замещения на их активные и индуктивные составляющие.

## 5.2. Автотрансформаторы

В трансформаторе нет электрической связи между первичной и вторичной обмотками, а в автотрансформаторе (АТ) такая связь есть (рис. 5.3). Замкнутый сердечник автотрансформатора принципиально не отличается от магнитопровода трансформатора. Различают автотрансформаторы однофазные и трехфазные, повышающие и понижающие напряжение.

Автотрансформаторы экономичнее трансформаторов при коэффициентах трансформации  $k \leq 2,5$ , поэтому они находят применение в следующих случаях:

для связи линий электропередачи с близкими напряжениями, например, 110 кВ и 220 кВ, 400 кВ и 500 кВ и т. п.;

для регулирования напряжения в лабораторных и испытательных установках (обычно это лабораторный автотрансформатор регулируемый — ЛАТР);

для питания бытовых приборов, т. е. преобразования напряжения 127 В в 220 В и наоборот.

Автотрансформатор работает следующим образом. Первичная обмотка с  $w_1$  витками (см. рис. 5.3) включается на первичное напряжение  $U_1$ , ток в этой обмотке создает магнитный поток в сердечнике, сцепленный со всеми витками  $w_2$  вторичной обмотки. Созданный магнитный поток наводит ЭДС в витках  $w_1$  первичной обмотки и добавочную ЭДС в витках обмотки, находящихся между точками  $a$  и  $x$ . При этом нагрузка включается на напряжение  $U_2 > U_1$ :

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 + \dot{U}_\Delta.$$

где  $\dot{U}_\Delta$  — напряжение между точками  $a$  и  $x$ .

Если пренебречь падениями напряжений на сопротивлениях обмо-

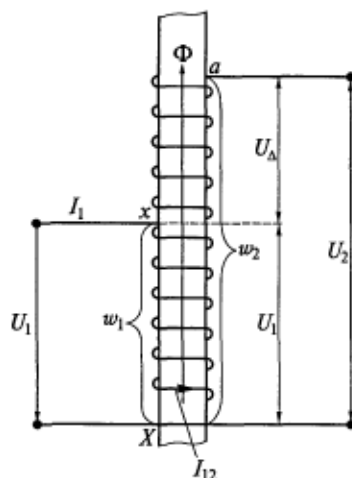


Рис. 5.3. Схема автотрансформатора

ток, значения напряжений в этом уравнении будут равны соответственно ЭДС  $E_1$  и  $E_\Delta$ . Так как все ЭДС индуцированы одним рабочим потоком  $\Phi$ , они совпадают по фазе, т. е. их можно складывать арифметически:

$$U_2 = U_1 + U_\Delta. \quad (5.3)$$

Ток первичной цепи  $\dot{I}_1$  автотрансформатора находится практически в противофазе с током нагрузки  $\dot{I}_2$ , как и в обычном трансформаторе (см. рис. 2.5), что соответствует закону электромагнитной индукции.

Так как токи  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_2$  протекают совместно по участку обмотки из  $w_1$  витков, где их сумма весьма мала  $\dot{I}_{12} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2$ , часть обмотки между точками  $x$  и  $X$  можно выполнить из тонкого провода, т. е. затратить на нее меньше проводникового материала.

Суммарная МДС обмоток автотрансформатора равна некоторой МДС холостого хода:

$$\dot{I}_{12}w_1 + \dot{I}_2(w_2 - w_1) = \dot{F}_{10}.$$

Если для упрощения пренебречь небольшим намагничивающим током и потерями в стали, то можно считать, что  $\dot{F}_{10} = 0$ . Тогда

$$\dot{I}_{12} = \dot{I}_2 \left( 1 - \frac{w_2}{w_1} \right) = \dot{I}_2 \left( 1 - \frac{1}{k} \right).$$

Из этого выражения следует, что чем ближе  $k$  к единице, тем меньше ток  $\dot{I}_{12}$ , т. е. с точки зрения затрат проводникового материала автотрансформатор особенно выгоден при малых коэффициентах трансформации.

Вследствие наличия электрической связи между обмотками часть мощности, проходящей через автотрансформатор, передается из его первичной цепи во вторичную электрическим путем (обозначим ее  $S_э$ ), а остальная часть мощности ( $S_{\text{АТ}}$ ) — магнитным полем. Следовательно, проходная мощность однофазного автотрансформатора

$$S = S_э + S_{\text{АТ}} = U_1 I_1 = U_2 I_2. \quad (5.4)$$

Расход активных материалов, габаритные размеры и стоимость любого электромагнитного устройства определяются мощностью, передаваемой магнитным полем из одной обмотки в другую, т. е. электромагнитной мощностью, которую называют еще расчетной и габаритной. Если пренебречь падениями напряжений на сопротивлениях обмоток, электромагнитную мощность можно считать равной полным (кажущимся) мощностям обмоток. Электромагнитная мощность однофазного автотрансформатора

$$S_{\text{АТ}} = E_1 I_{12} = E_\Delta I_2 = U_1 I_{12} = U_\Delta I_2. \quad (5.5)$$

У обычного трансформатора электромагнитная и проходная мощности равны:

$$S_{\text{тр}} = E_1 I_1 = E_2 I_2 \approx U_1 I_1 \approx U_2 I_2. \quad (5.6)$$

Сравним автотрансформатор и трансформатор с одинаковыми проходными мощностями [см. (5.4) и (5.6)], т. е. с равными напряжениями и токами первичных и вторичных цепей. Возьмем отношение их электромагнитных мощностей (5.5) и (5.6) и с учетом выражения (5.3) запишем

$$\frac{S_{\text{АТ}}}{S_{\text{тр}}} = \frac{U_{\Delta} I_2}{U_2 I_2} \approx \frac{U_2 - U_1}{U_2} \approx 1 - \frac{w_1}{w_2} = 1 - k,$$

откуда

$$S_{\text{АТ}} = S_{\text{тр}}(1 - k).$$

Габаритная мощность автотрансформатора тем меньше, чем ближе к единице его коэффициент трансформации. При одинаковой проходной мощности в автотрансформаторе меньше активных материалов, чем в трансформаторе, следовательно, потери в автотрансформаторе ниже, а его КПД выше.

Помимо указанных преимуществ автотрансформаторов по сравнению с трансформаторами, у них есть и недостатки:

1. Из-за электрической связи обмоток потенциал обмотки НН в автотрансформаторе по отношению к земле равен потенциалу обмотки ВН, поэтому по условиям электробезопасности автотрансформаторами нельзя соединять цепи высокого и низкого напряжения.

2. Короткое замыкание в выходной цепи для автотрансформатора более опасно, чем короткое замыкание для обычного трансформатора, так как при прочих равных условиях  $u_k$  автотрансформатора меньше, а следовательно, токи короткого замыкания очень велики. Это становится очевидным, если на рис. 5.3 замкнуть зажимы  $a$  и  $X$ .

3. Автотрансформатор может иметь только группу соединения 0.

### Контрольные вопросы

1. Каковы особенности трехобмоточного трансформатора?
2. Чем автотрансформатор отличается от обычного трансформатора?
3. Каковы достоинства и недостатки автотрансформатора?

### 6.1. Включение в сеть ненагруженного трансформатора

Причинами возникновения переходных процессов в трансформаторах являются:

- подключение трансформатора к сети;
- включение и отключение нагрузки;
- изменение сопротивления нагрузки;
- короткие замыкания в линии электропередачи и на зажимах трансформатора;
- атмосферные перенапряжения, вызывающие волновые переходные процессы.

Рассмотрим однофазный трансформатор без нагрузки (см. рис. 2.1), подключаемый к сети с напряжением  $u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0)$ , где  $\alpha_0$  — фазовый угол напряжения  $u_1$  в момент включения трансформатора. Дифференциальное уравнение для первичной обмотки такого трансформатора без учета потерь в стали и насыщения сердечника можно записать в виде

$$U_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0) = i_{10} r_1 + L_1 \frac{di_{10}}{dt}, \quad (6.1)$$

где  $L_1$  — полная индуктивность первичной обмотки, соответствующая сумме потоков взаимной индукции и рассеяния.

Решение линейного неоднородного дифференциального уравнения (6.1) представляет собой сумму частного решения неоднородного уравнения и общего решения однородного уравнения:

$$i_{10} = i_{1\text{уст}} + i_{1\text{св}}, \quad (6.2)$$

где  $i_{1\text{уст}}$  — установившийся ток в первичной обмотке;  $i_{1\text{св}}$  — свободный ток в первичной обмотке.

Напомним, что неоднородным называется уравнение, имеющее правую часть. В выражении (6.1) правой частью является заданная функция времени  $u_1$ . До включения трансформатора ток  $i_{10}$  в обмотке отсутствовал, поэтому частное решение неоднородного уравнения определяется для нулевых начальных условий и сразу дает принужденный (установившийся) ток в первичной обмотке. При отсутствии насыщения сердечника ток  $i_{1\text{уст}}$  является синусоидальной функцией времени, отстающей по фазе от  $u_1$  на угол  $\varphi_0$  (см. подразд. 2.2):

$$i_{1\text{уст}} = I_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_0); \quad I_{1m} = \frac{U_{1m}}{\sqrt{r_1^2 + (\omega L_1)^2}}.$$

Однородным уравнение (6.1) будет, если приравнять к нулю его правую часть, т. е.  $u_1$ . Общее решение этого уравнения определит свободную составляющую тока, экспоненциально затухающую во времени:

$$i_{1\text{св}} = I_{\text{нач}} e^{-\frac{t}{\tau_1}},$$

где постоянная времени цепи первичной обмотки

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1}.$$

Итак, в любой момент времени ток

$$i_{10} = I_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_0) + I_{\text{нач}} e^{-\frac{t}{\tau_1}}. \quad (6.3)$$

Для определения тока  $I_{\text{нач}}$  воспользуемся тем фактом, что ток в цепи с индуктивностью не может измениться скачком, поэтому в момент включения ( $t = 0$ ) ток  $i_{10} = 0$ , и (6.3) будет иметь вид

$$0 = I_{1m} \sin(\alpha_0 - \varphi_0) + I_{\text{нач}},$$

откуда

$$I_{\text{нач}} = -I_{1m} \sin(\alpha_0 - \varphi_0).$$

Подставив последнее выражение в (6.3), получим окончательное решение:

$$i_{10} = I_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_0) - I_{1m} \sin(\alpha_0 - \varphi_0) e^{-\frac{t}{\tau_1}}.$$

Полученное выражение показывает следующее:

в момент включения (при  $t = 0$ ) ток  $i_{1\text{уст}} = i_{1\text{св}} = i_{10} = 0$ ;

при включении трансформатора в сеть в момент, когда  $\alpha_0 - \varphi_0 = 0$ , ток  $i_{1\text{св}} = 0$ , т. е. в обмотке сразу будет протекать установившийся ток.

Если включение трансформатора в сеть происходит в момент времени, когда  $\alpha_0 - \varphi_0 = \pi/2$ , то

$$i_{10} = I_{1m} \cos \omega t - I_{1m} e^{-\frac{t}{\tau_1}}.$$

График переходного процесса в этом случае будет иметь вид, показанный на рис. 6.1. Через полпериода тока после включения трансформатора  $\omega t = \pi$  и ток достигает максимального значения,

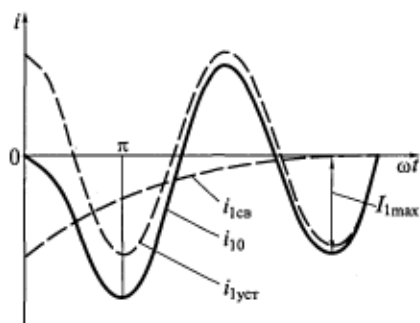


Рис. 6.1. График переходного процесса при включении ненагруженного трансформатора

ся режиме. Вследствие насыщения сердечника ток  $i_{10}(t)$  будет иметь высшие гармоники (см. рис. 2.7). Указанное увеличение тока  $i_{10}$  при включении трансформатора может вызвать ложное срабатывание его токовой защиты, что должно учитываться при ее настройке.

## 6.2. Внезапное короткое замыкание на зажимах вторичной обмотки трансформатора

Короткое замыкание на зажимах трансформатора практически маловероятно. Чаще случаются короткие замыкания в распределительных сетях и линиях электропередачи, т.е. обмотка трансформатора оказывается замкнутой на малое сопротивление линии и переходное сопротивление в месте замыкания.

Короткое замыкание зажимов вторичной обмотки — самый тяжелый режим работы для трансформатора, ему соответствует схема замещения, показанная на рис. 3.9.

В подразд. 3.3 было показано, что в режиме короткого замыкания намагничивающую ветвь схемы замещения трансформатора можно считать разомкнутой и ток холостого хода  $i_{10}=0$ . Тогда мгновенные значения токов в обмотках будут равны, т.е.  $i_1 = -i'_2 = i_k$ .

Ток короткого замыкания  $i_k$  намного превышает номинальный, следовательно, в этом режиме велико падение напряжения на полном сопротивлении первичной обмотки, а ЭДС  $e_1$  и  $e'_2$  примерно вдвое меньше, чем в номинальном режиме, а значит, весьма мал и рабочий поток в сердечнике, т.е. он ненасыщен.

Допустим, что  $u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0)$ , тогда в момент короткого замыкания при  $t=0$  напряжения  $u_1 = U_{1m} \sin \alpha_0$ .

Дифференциальное уравнение трансформатора в этом режиме будет иметь вид

которое не может превышать  $2I_{1m}$ . Столь же велика и МДС в обмотке, а магнитный поток в сердечнике возрастает более чем в два раза вследствие его насыщения. Уменьшение индуктивного сопротивления обмотки при насыщении сердечника приведет к дальнейшему увеличению намагничивающего тока. В результате максимальное значение тока холостого хода, о котором идет речь, сможет почти в сто раз превысить амплитуду тока холостого хода в установившемся



$$U_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0) = i_k r_k + l_k \frac{di_k}{dt}, \quad (6.4)$$

где индуктивность короткого замыкания

$$l_k = l_{1\sigma} + l'_{2\sigma} = \frac{X_k}{\omega}.$$

Решение уравнения (6.4), как и в предыдущем случае, содержит принужденную (установившуюся) и свободную (затухающую) составляющие:

$$\begin{aligned} i_k &= i_{k.уст} + i_{k.св}; \\ i_{k.уст} &= \frac{U_{1m}}{z_k} \sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_k); \\ i_{k.св} &= I_{нач} e^{-\frac{t}{\tau_k}}. \end{aligned} \quad (6.5)$$

Постоянная времени трансформатора в режиме короткого замыкания  $\tau_k = l_k / r_k$ .

Определим начальный ток  $I_{нач}$  для самого неблагоприятного режима, т. е. когда короткое замыкание произошло при холостом ходе трансформатора или в момент  $t = 0$ , когда ток  $i_k = 0$ :

$$I_{нач} = -\frac{U_{1m}}{z_k} \sin(\alpha_0 - \varphi_k).$$

Обозначим амплитуду установившегося тока короткого замыкания:

$$I_{mk} = \frac{U_{1m}}{z_k}. \quad (6.6)$$

Тогда решение уравнений (6.5) для рассматриваемого случая будет иметь вид

$$i_k = I_{mk} \sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_k) - I_{mk} \sin(\alpha_0 - \varphi_k) e^{-\frac{t}{\tau_k}}.$$

Это выражение показывает следующее:

при коротком замыкании в момент времени, когда  $\alpha_0 - \varphi_k = 0$ , в обмотках сразу будет протекать установившейся ток, так как  $i_{k.св} = 0$ ;

наибольшие значения ток  $i_{k.св}$  имеет при коротком замыкании, которое происходит в момент времени, когда  $\alpha_0 - \varphi_k = \pi/2$ . При этом

$$i_k = I_{mk} \cos \omega t - I_{mk} e^{-\frac{t}{\tau_k}}.$$

Очевидно, что график переходного процесса в этом случае будет по виду аналогичен графику, показанному на рис. 6.1, т. е. при  $\omega t = \pi$  в обмотках протекает наибольший (ударный) ток короткого замыкания  $i_{уд}$ .

В момент времени  $t = \pi/\omega$  ударный ток короткого замыкания

$$i_{уд} = -I_{мк} \left( 1 + e^{-\frac{\pi}{\omega\tau_k}} \right) = -I_{мк} k_{уд}, \quad (6.7)$$

где  $k_{уд} = 1, 2 \dots 1,8$  — ударный коэффициент для силовых трансформаторов.

Если представить себе трансформатор с очень большой индуктивностью рассеяния  $l_k \rightarrow \infty$ , то функция  $e^{-\frac{\pi}{\omega\tau_k}} \rightarrow 1$ . Это значит, что теоретически  $k_{уд} \leq 2$ , т. е. ударный ток короткого замыкания не может превышать двукратного значения  $I_{мк}$ .

Найдем отношение (кратность) амплитуд установившегося тока короткого замыкания (6.6) и номинального тока:

$$\frac{I_{мк}}{I_{м ном}} = \frac{U_{1м}}{z_k \sqrt{2} I_{ном}} = \frac{U_{1ном}}{I_{ном} z_k} = \frac{z_{ном} 100}{z_k 100} = \frac{100}{z_k [\%]} = \frac{100}{u_k}$$

Тогда отношение ударного тока (6.7) к амплитуде номинального тока можно записать в виде

$$\frac{i_{уд}}{I_{м ном}} = \frac{100}{u_k} k_{уд}. \quad (6.8)$$

Напряжение  $u_k$  всегда указывается в паспорте и на щитке номинальных данных трансформатора, поэтому определение кратности ударного тока не представляет труда. Если для силовых трансформаторов минимальное значение  $u_k = 4,5\%$ , то из (6.8) очевидно, что ток  $i_{уд}$  может в 40 раз превышать амплитуду номинального тока.

Защита трансформатора срабатывает через 3...4 периода после момента короткого замыкания, а  $i_{уд}$  имеет место примерно через полпериода. Вследствие кратковременного действия ударного тока обмотки не успевают нагреться до опасной температуры. Однако, так как электродинамическая сила, действующая на обмотку, пропорциональна квадрату тока, силы, вызванные  $i_{уд}$ , могут более чем в 1000 раз превышать усилия, существующие в номинальном режиме. Эти силы способны разрушить обмотки, в чем и состоит основная опасность режима короткого замыкания трансформатора.

### 6.3. Перенапряжения в трансформаторах

При работе трансформатора в энергосистеме могут возникать кратковременные импульсы напряжения, во много раз превышающие  $U_{ном}$ . Эти перенапряжения возникают в случаях:

включения и выключения линий электропередачи и нагрузок;

коротких замыканий на землю через дуговой разряд; удара молнии в линию электропередачи.

Наиболее опасны грозовые разряды, так как они вызывают импульсы или волны напряжений в миллионы вольт, которые распространяются по линиям электропередачи и достигают подстанций с трансформаторами.

Импульс или волну напряжения можно рассматривать как часть воображаемого периодического колебания с частотой в десятки килогерц. В трансформаторе существуют емкости между витками, между катушками, между обмотками и сердечником, между обмотками и баком и т. п. Эти емкости очень малы и при промышленной частоте не влияют на работу трансформатора. При высоких частотах импульсов напряжения влияние этих емкостей становится решающим и трансформатор начинает представлять собой колебательный контур из емкостей и индуктивностей. В процессе колебаний перенапряжения иногда превышают амплитуду волны, пришедшей по линии к трансформатору.

Волны перенапряжений опасны для трансформатора, так как могут повредить изоляцию обмоток.

Для защиты трансформаторов от перенапряжений принимают следующие меры:

усиливают изоляцию крайних катушек обмотки ВН, на которые приходится наибольшие перепады напряжений;

заземляют нейтраль обмотки непосредственно или через сопротивление, которое минимально для высокочастотных колебаний;

у начала обмотки ВН устанавливают емкостные кольца — диски из картона, покрытые фольгой;

первые от начала катушки витки обмотки ВН окружают емкостными экранами из тонких изолированных металлических колец.

Два последних способа защиты трансформаторов способствуют выравниванию распределения напряжений вдоль обмотки, частично или полностью предотвращают возникновение высокочастотных колебаний напряжения.

Трансформаторы, имеющие защиту от перенапряжений, называют нерезонирующими, или грозоупорными.

### **Контрольные вопросы**

1. Как влияет насыщение сердечника трансформатора на ток холостого хода при включении?
2. От чего зависит значение ударного тока при коротком замыкании вторичной обмотки?
3. Каковы причины возникновения перенапряжений в обмотках трансформаторов?

**7.1. Виды электромеханических преобразователей  
энергии**

Электрические машины переменного тока подразделяются на синхронные и асинхронные\*. Асинхронными электрическими машинами, прежде всего, являются самые распространенные электродвигатели, а синхронными — генераторы электрической энергии на электростанциях всех типов. В качестве же электрических двигателей синхронные машины используются значительно реже, чем асинхронные.

Принцип действия машин переменного тока основан на использовании вращающегося магнитного поля, создаваемого многофазными обмотками. Любая электрическая машина имеет неподвижную часть, называемую «статор», и вращающуюся часть — «ротор». У синхронных машин скорость вращения ротора постоянна при любых нагрузках и всегда равняется скорости вращения поля. У асинхронных машин скорость вращения ротора всегда отличается от скорости вращения поля. Например, у асинхронного двигателя скорость вращения ротора с увеличением момента нагрузки на валу снижается.

Электрические машины осуществляют электромеханическое преобразование энергии. В технике используются в основном три вида электромеханических преобразователей.

*Электрический генератор* (рис. 7.1, а) преобразует механическую энергию приводящего его во вращение двигателя в электрическую, которая передается потребителю (нагрузке). Разница затрачиваемой  $P_{\text{мех}}$  и полезной  $P_{\text{эл}}$  мощностей является суммой потерь мощности в генераторе  $\sum P$ . Все потери мощности превращаются в теплоту, нагревающую машину. Подчеркнем, что нагревание является следствием, а не причиной возникновения потерь мощности. Коэффициентом полезного действия (КПД)

\* Асинхронный (от гр. *a* — не, *syn* — вместе, *chronos* — время) — происходящий не одновременно.

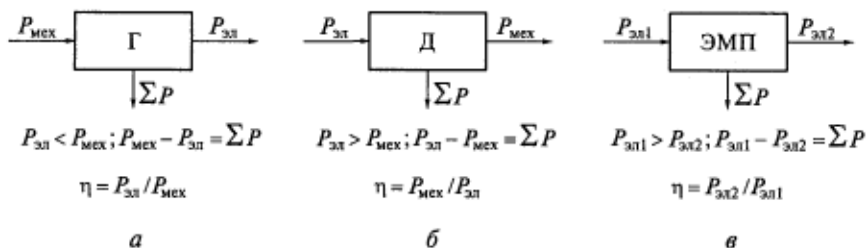


Рис. 7.1. Виды электромеханических преобразователей:

*а* — электрический генератор; *б* — электрический двигатель; *в* — электромагнитный преобразователь

генератора  $\eta$  является отношение отдаваемой активной электрической мощности к потребляемой механической.

*Электрический двигатель* (рис. 7.1, б) преобразует подводимую к нему электрическую энергию в механическую энергию вала, вращающегося вместе с ротором, которая используется для приведения в движение машин и механизмов (нагрузок). Этот процесс также сопровождается возникновением потерь мощности, вызывающих нагревание двигателя. КПД двигателя равен отношению механической мощности на валу к потребляемой из электрической сети активной мощности.

*Электромашиный преобразователь* (рис. 7.1, в) преобразует электрическую энергию одного вида в электрическую энергию другого вида, например, переменный ток — в постоянный, постоянный ток — в переменный, переменный ток одной частоты — в переменный ток другой частоты (преобразователь частоты) или постоянный ток одного напряжения — в постоянный ток другого напряжения (т. е. выполняет как бы функцию трансформатора постоянного тока).

У электромеханических преобразователей энергии (электрических машин) КПД намного превосходят КПД других видов преобразователей. Например, КПД турбогенератора с номинальной мощностью 500 МВт достигает 98,75 %, а КПД серийного асинхронного двигателя мощностью 3 кВт — 83 %.

## 7.2. Устройство асинхронного двигателя

На рис. 7.2 изображена конструкция асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором типа беличьей клетки. Машина имеет неподвижную часть — статор и вращающийся ротор. Соответственно статор имеет магнитный сердечник *5*, а ротор — магнитный сердечник *6*, образующие магнитопровод двигателя. Сердечники шихтуются (набираются) из листов электротехнической стали, получаемых посредством штамповки. При этом в листах вырубает

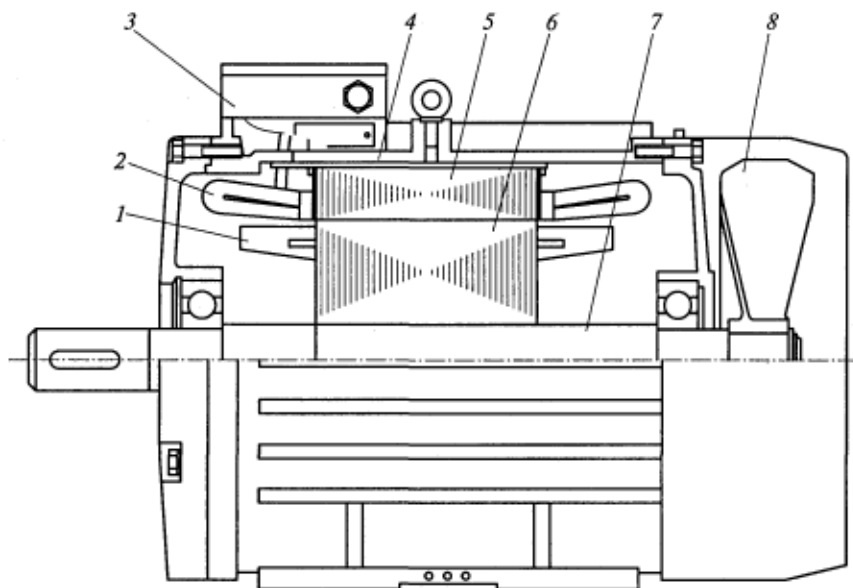


Рис. 7.2. Конструкция асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором:

1 — обмотка ротора; 2 — обмотка статора; 3 — коробка выводов; 4 — корпус (станина); 5 — сердечник (магнитопровод) статора; 6 — сердечник (магнитопровод) ротора; 7 — вал; 8 — вентилятор

ются пазы, равномерно распределенные по окружности, в которых располагают обмотки соответственно статора 2 и ротора 1.

Сердечник статора с обмоткой закрепляется в корпусе 4, который называется также станиной. Сердечник ротора с обмоткой плотно насаживается на вал 7, вращающийся в подшипниках. Через вал полезный вращающий момент передается нагрузочному механизму. Вентилятор 8 служит для охлаждения машины, так как при работе она нагревается из-за возникновения потерь мощности. В коробке выводов 3 располагаются клеммы с выведенными концами трехфазной обмотки статора, которую можно соединить в звезду или треугольник и подключить на напряжение питающей сети.

Обмотка ротора бывает двух типов: короткозамкнутая типа беличьей клетки и фазная, состоящая из медных изолированных проводов. Наибольшее распространение получили машины с короткозамкнутым ротором (рис. 7.3), обмотка которого из сплава алюминия заливается в пазы одновременно с короткозамыкающими кольцами и вентиляционными лопатками на его торцах.

Фазная обмотка ротора имеет три фазы, соединенные в звезду, концы которых присоединены к расположенным на валу кон-

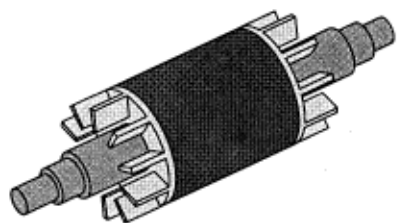


Рис. 7.3. Короткозамкнутый ротор

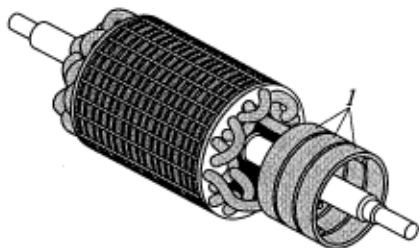


Рис. 7.4. Фазный ротор асинхронного двигателя:

*I* — контактные кольца

тактным кольцам (рис. 7.4). Вместе с неподвижными щетками эти кольца образуют скользящий контакт, позволяющий соединить фазную обмотку с внешней цепью.

В мощных асинхронных двигателях беличья клетка ротора иногда изготавливается из медных стержней, закладываемых в пазы, которые затем на торцах свариваются с замыкающими кольцами. Итак, любая короткозамкнутая обмотка ротора имеет по одному проводнику в каждом пазу. При этом проводники не изолируются от стенок паза, так как в них наводятся очень маленькая ЭДС, и незначительные токи, замыкающиеся по стали сердечника, практически не влияющие на работу машины.

### 7.3. Виды пазов в электрических машинах

Обмотки электрических машин размещают в пазах магнитопроводов как можно ближе к воздушному зазору между статором и ротором. При этом достигается наилучшая магнитная связь между обмотками статора и ротора, да и закрепить проводники механически в пазах легче, чем на поверхности. Если же каким-то образом обмотки поместить непосредственно в рабочем воздушном зазоре\*, то его размер сильно возрастет, что негативно повлияет на характеристики машины. Особенно чувствительны к размеру воздушного зазора асинхронные двигатели, в которых он должен быть минимально возможным исходя из механических соображений.

Площадь сечения проводников обмоток определяется мощностью машины, током и допустимой плотностью тока. В реальных электрических машинах с катушками из обмоточного провода проводники занимают около 70 % площади паза, оставшиеся 30 % приходятся на изоляцию и неизбежные воздушные промежутки.

\* В машинах малой мощности иногда используют так называемую беспазовую конструкцию.

В электрических машинах используются следующие виды пазов: *открытые* (рис. 7.5, а) — для статорных обмоток машин, рассчитанных на большие мощности и/или напряжения (более 400 кВт и 650 В), а также для роторов турбогенераторов. Обмотка в таких пазах из прямоугольного провода, шаблонная; катушки изолируются до укладки в пазы;

*полуоткрытые* (рис. 7.5, б) — для статорных обмоток машин, рассчитанных на мощности примерно от 100 до 400 кВт и напряжения до 650 В. Катушка в этом случае подразделяется на две шаблонные полукатушки, закладываемые в паз по очереди. Провод прямоугольный;

*полузакрытые* (рис. 7.5, в) — для статорных обмоток машин мощностью до 100 кВт. Обмотка здесь всыпная из круглых проводников небольшого сечения. Такие пазы на статоре имеет большинство асинхронных машин. Полузакрытые пазы используются также для короткозамкнутых обмоток роторов из литого алюми-

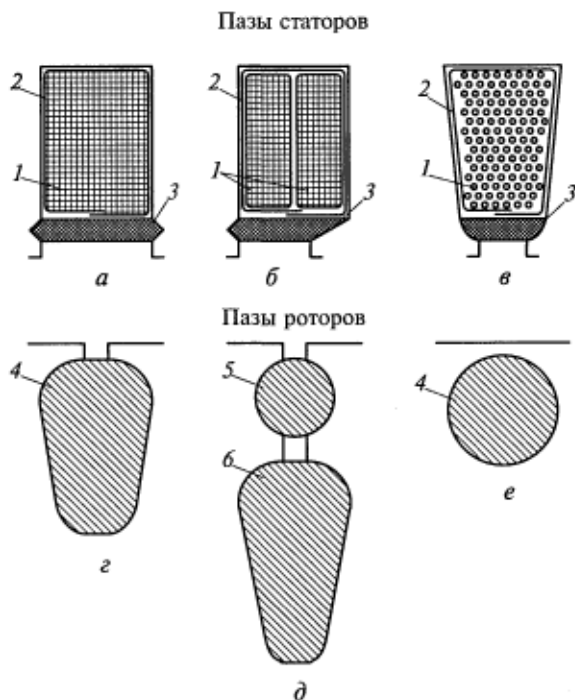


Рис. 7.5. Формы пазов:

а — открытые; б — полуоткрытые; в—д — полузакрытые; е — закрытые; 1 — проводники обмотки; 2 — изоляция от стенок паза; 3 — пазовый клин; 4 — стержни беличьи клетки; 5 — пусковая короткозамкнутая обмотка; 6 — рабочая короткозамкнутая обмотка



ния (рис. 7.5, *з*) и двойных беличьих клеток асинхронных машин (рис. 7.5, *д*);

*закрытые* (рис. 7.5, *е*) — для короткозамкнутых обмоток роторов асинхронных машин и демпферных (успокоительных, пусковых) обмоток синхронных машин.

Конфигурация пазов влияет на технологичность обмотки и ее параметры, а следовательно, на эксплуатационные показатели машины. С одной стороны, чем более открыты пазы, тем легче укладывать в них обмотку и тем меньше магнитный поток пазового рассеяния (см. подразд. 8.5). Однако, с другой стороны, с увеличением раскрытия паза возрастает эквивалентный (расчетный) воздушный зазор

$$\delta' = k_{\delta}\delta, \quad (7.1)$$

где  $k_{\delta}$  — коэффициент воздушного зазора, часто называемый коэффициентом Картера;  $\delta$  — реальный воздушный зазор между статором и ротором.

Коэффициент воздушного зазора

$$k_{\delta} = k_{\delta 1}k_{\delta 2}, \quad (7.2)$$

где  $k_{\delta 1}$ ,  $k_{\delta 2}$  — коэффициенты, учитывающие увеличение расчетного зазора из-за наличия пазов соответственно на статоре и роторе.

При закрытых пазах коэффициент воздушного зазора равен единице, в остальных случаях  $k_{\delta} > 1$ .

### Контрольные вопросы

1. Опишите конструкцию асинхронного двигателя. Каковы основные его элементы и материалы, из которых они выполнены?
2. Какие типы роторов имеют асинхронные машины?
3. Почему выполняются шихтованными магнитопроводы машин переменного тока (в том числе магнитопроводы роторов асинхронных двигателей)?
4. Почему обмотки машин переменного тока укладываются в пазы и какие существуют виды пазов?

## 8.1. Общая характеристика обмоток

В электрических машинах переменного тока в принципе можно использовать два типа обмоток: *сосредоточенные*, в которых каждая фаза имеет только одну катушку, и *распределенные*, в которых катушки фазы распределены по пазам, расположенным по окружности, и соединены последовательно. Конструкция обмоток второго типа более сложная, поэтому объясним ее необходимость. Для этой цели сравним пространственные графики МДС  $F(x)$  сосредоточенной и распределенной обмоток фазы (рис. 8.1).

Будем для простоты считать, что весь ток фазы  $i$  сосредоточен в центре паза;  $x$  — пространственная координата, отсчитываемая вдоль длины окружности рабочего воздушного зазора машины. График  $F(x)$  строим по закону полного тока, начиная с нулевой точки и увеличивая контур обхода вправо. После разделения витков  $w$  фазы на две катушки график МДС приобретает ступенчатую форму (см. рис. 8.1, б), которая ближе к синусоиде, чем прямоугольная форма (см. рис. 8.1, а), характерная для сосредоточенной катушки. С увеличением числа разбиений витков фазы число ступеней графика будет также расти и зависимость  $F(x)$  будет еще больше приближаться к синусоиде первой (основной) гармоники  $F_1$ , а процентное содержание высших гармоник будет уменьшаться (речь идет о разложении в гармонический ряд Фурье).

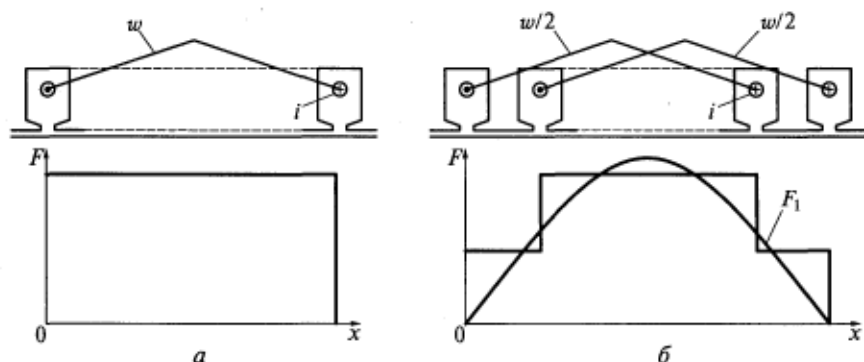


Рис. 8.1. Пространственные графики МДС  $F(x)$  сосредоточенной (а) и распределенной (б) обмоток фазы

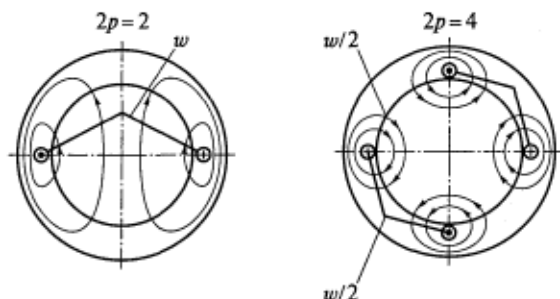


Рис. 8.2. Способ увеличения числа полюсов

Синусоидальная МДС создает также гармоническую пространственную волну магнитной индукции. Далее будет показано, что машины переменного тока имеют наилучшие рабочие характеристики, если их магнитное поле синусоидально распределено вдоль окружности воздушного зазора.

В общем случае  $w$  витков фазы можно разделить на  $q$  катушек, которые также нужно еще разбить и на  $p$  частей, чтобы создать магнитное поле с  $2p$  полюсами, где  $p$  — число пар полюсов (рис. 8.2). Тогда число витков обмотки фазы в каждом пазу

$$w_k = \frac{w}{qp}. \quad (8.1)$$

Дадим основные определения.

Последовательно соединенные  $w_k$  витков, уложенные в одну пару пазов и имеющие кроме изоляции каждого проводника еще и общую изоляцию от стенок паза, называются *катушкой*, или *секцией* (рис. 8.3, а).

Катушки фазы, лежащие в соседних пазах и соединенные последовательно, называются *катушечной группой* (рис. 8.3, б).

Величина  $q$ , определяющая число катушек в катушечной группе, называется *числом пазов на полюс и фазу*;

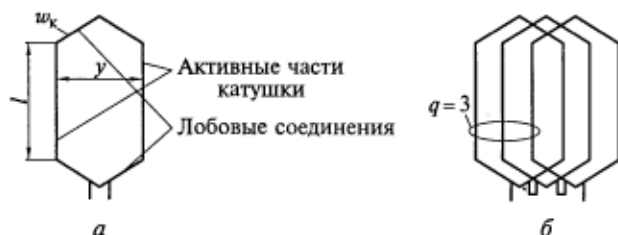


Рис. 8.3. Катушка (а) и катушечная группа (б)

$$q = \frac{Z}{2pm}, \quad (8.2)$$

где  $Z$  — общее число пазов статора или ротора;  $m$  — число фаз обмотки.

Если внимательно проанализировать правую часть формулы (8.2), нетрудно убедиться, что она определяет число катушечных сторон фазы на одном полюсном делении  $\tau$ , а каждая фаза имеет только одну катушечную группу в пределах каждого полюсного деления:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p}, \quad (8.3)$$

где  $D$  — внутренний диаметр статора машины переменного тока, называемый также «диаметр расточки статора»\*.

Таким образом, *полюсное деление* — это часть окружности статора, приходящаяся на один полюс.

Полюсное деление обмотки (и машины) можно измерять и числом зубцовых делений. Тогда

$$\tau_z = \frac{Z}{2p}. \quad (8.4)$$

*Зубцовым делением* называется часть длины окружности, приходящаяся на одну пару паз—зубец:

$$t_z = \frac{\pi D}{Z}. \quad (8.5)$$

На рис. 8.3, а для примера изображена катушка (секция) петлевой обмотки, которая имеет две *активные* (части) длиной  $l$ , лежащие в пазах, и две *лобовые* части (лобовые соединения) на торцевых частях статора. Активные части обмотки непосредственно участвуют в электромеханическом преобразовании энергии, в то время как лобовые служат только для замыкания цепи тока.

Один из основных конструктивных показателей обмотки — ее шаг  $y$ , который также является шагом катушки и измеряется как в линейных мерах, так и числом зубцовых делений. (В последнем случае шаг обозначается  $y_z$ .) Обмотки, имеющие шаг  $y = \tau$ , называются обмотками с диаметральной шаг; при  $y < \tau$  — обмотка имеет укороченный шаг, а при  $y > \tau$  — удлинённый. Последние применяются редко из-за излишне увеличенной длины лобовых соединений.

\* Термин происходит от применявшейся раньше технологической операции обработки внутренней поверхности собранного магнитного сердечника (шихтованного пакета) статора.

Большинство обмоток электрических машин переменного тока имеет укороченный шаг, который способствует понижению негативного влияния высших пространственных гармоник на их работу. Как будет показано далее (см. подразд. 8.4), укорочение шага возможно только в двухслойных обмотках, поэтому они доминируют в конструкциях асинхронных и синхронных машин.

## 8.2. Понятие об электрическом градусе

Первая (основная) гармоника магнитного поля в воздушном зазоре двухполюсной электрической машины имеет один пространственный период вдоль длины окружности рачотки статора (рис. 8.4, а), а, например, в шестиполюсной — три периода (рис. 8.4, б). В общем случае обмотка создает  $p$  периодов магнитного поля, соответствующих числу полюсов  $2p$ .

Если ввести понятие *электрического градуса*, то один период магнитного поля будет равен  $360^\circ$  электрических, а вся окружность составит  $p \cdot 360^\circ$  электрических. Однако в традиционных геометрических градусах полной окружности соответствует угол  $360^\circ$  геометрических, следовательно,  $360^\circ$  геометрических =  $p \cdot 360^\circ$  электрических, т. е.  $1^\circ$  геометрический =  $p^\circ$  электрических.

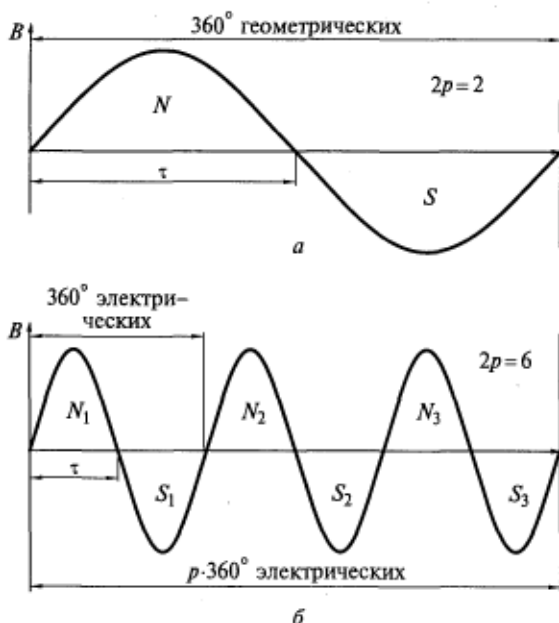


Рис. 8.4. Основные гармоники двухполюсного (а) и шестиполюсного (б) магнитных полей

Аналогично соотношение электрических и геометрических радиан. (Отметим, что в двухполюсной машине их значения совпадают.)

Далее мы будем часто пользоваться понятиями электрического градуса и электрического радиана.

### 8.3. Классификация обмоток машин переменного тока

По разным признакам различают следующие виды обмоток.

1. *Сосредоточенные и распределенные* по пазам — в зависимости от значения  $q$ . В сосредоточенных обмотках  $q = 1$  или  $0,5$ , а в распределенных обмотках  $q > 1$ . Чаще  $q$  — целое число, но бывают обмотки и с дробным  $q$ .

2. *Петлевые и волновые* — в зависимости от схемы и формы катушек.

3. *Катушечные* — с жесткими или мягкими секциями. Обычно такие обмотки многовитковые, петлевые (см. рис. 8.3).

4. *Стержневые* — жесткие, из толстого провода или шин, выгибаемых на специальных шаблонах. Обычно такие обмотки одновитковые ( $w_k = 1$ ). Виток в них выполняется из двух стержней, спаиваемых в лобовой части.

5. *Однослойные и двухслойные* — в зависимости от числа независимых слоев (секций) в пазу (см. рис. 8.11).

6. *Однофазные, двухфазные и трехфазные* — по числу фаз. В машинах средней и большой мощности все обмотки трехфазные; в машинах малой мощности — двухфазные. В некоторых специальных машинах используются обмотки с числом фаз больше трех.

7. *Равносекционные и неравносекционные*. Если все катушки в обмотке одинаковые и получены намоткой на один шаблон, обмотка является равносекционной; в противном случае обмотка неравносекционная.

8. *Двухплоскостные, трехплоскостные и цепные* — в зависимости от формы и расположения лобовых соединений (см. рис. 8.7 и 8.10).

### 8.4. Основные принципы построения обмоток

Многофазные обмотки электрических машин переменного тока должны быть симметричными. Для этого фазы должны иметь одинаковое число витков и быть сдвинуты в пространстве (на  $120^\circ$  электрических при числе фаз  $m = 3$  и на  $90^\circ$  электрических при числе фаз  $m = 2$ ). В симметричных обмотках фазы имеют одинако-

вые параметры, т. е. одинаковые активные и индуктивные сопротивления.

При построении обмоток необходимо выполнение следующих условий:

все фазы должны находиться в одинаковых электромагнитных условиях;

в фазах должны наводиться ЭДС, одинаковые по значению, но сдвинутые во времени на  $120^\circ$  (в трехфазных обмотках).

В машинах переменного тока используются трехфазные двухслойные обмотки. Рассмотрим принципы построения обмоток на примере более простой однослойной обмотки статора.

**Однослойная обмотка.** Пусть требуется построить обмотку статора со следующими данными:  $m = 3$ ,  $Z_1 = 12$ ,  $2p = 2$ .

Сначала найдем число пазов на полюс и фазу:

$$q = \frac{Z_1}{2pm} = \frac{12}{2 \cdot 3} = 2.$$

Затем, начиная с пазы 1, расположим по две катушечные группы у каждой фазы (рис. 8.5). При этом две катушки фазы соединяются последовательно, хотя на рисунке это соединение не показано. Примем следующие обозначения:  $AA$ ,  $BB$  и  $CC$  — катушечные стороны, соответствующие началам фаз;  $A'A'$ ,  $B'B'$  и  $C'C'$  — катушечные стороны, соответствующие концам фаз. В соответствии с требованием симметрии обмотки между началами фаз  $A$ ,  $B$  и  $C$  пространственный сдвиг составит  $120^\circ$ .

Изображенному на рис. 8.5 расположению катушек однослойной трехфазной обмотки соответствует схема-развертка, показанная на рис. 8.6, которую получим мысленно разрезав магнитный сердечник по линии  $F-F$  (см. рис. 8.5) между пазы 1 и 12 и развернув его в плоскость. Вид по нормали к этой плоскости и определяет полученную схему-развертку обмотки. В верхней части рис. 8.6 указан порядок распределения катушечных групп по пазам, что облегчает построение данной схемы.

Обратите внимание на чередование выводных концов фаз в нижней части схемы. Чтобы убедиться в том, что изображенная трехфазная обмотка действительно создает двухполюсное поле,

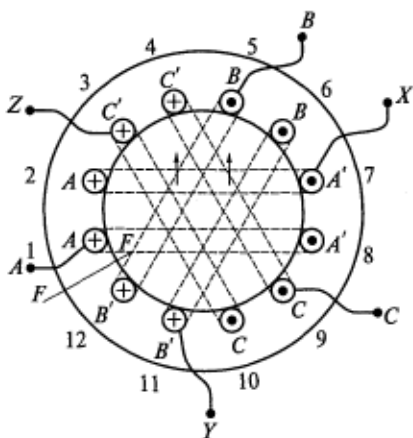


Рис. 8.5. Схема расположения катушечных групп трехфазной однослойной обмотки

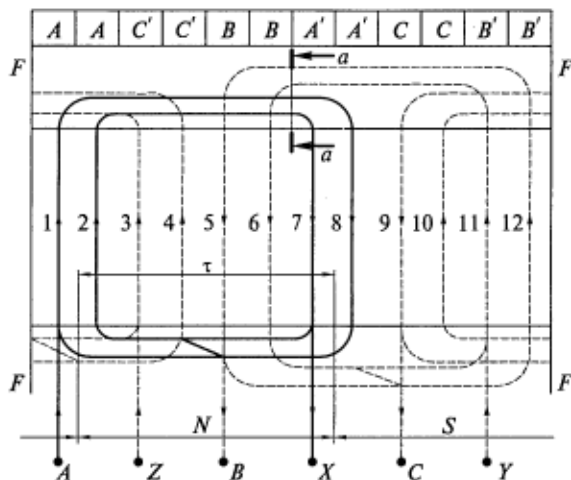


Рис. 8.6. Схема-развертка однослойной трехфазной обмотки

покажем направления токов в катушках в какой-то момент времени. Например, в момент, когда ток в фазе  $A$  максимальный положительный, а в фазах  $B$  и  $C$  отрицательный, равный половине амплитуды. Стрелки на рисунке указывают направления токов с учетом того, что положительный ток входит в начало фазы  $A$ , а отрицательные токи — в концы фаз  $Z$  и  $Y$ .

С помощью правила буравчика на рис. 8.6 можно указать зоны северного  $N$  и южного  $S$  полюсов, которые разделяются линиями нейтрали магнитного поля.

Указав направления токов для выбранного момента времени на рис. 8.5, легко убедиться, что результирующее магнитное поле обмотки имеет два полюса.

Необходимо отметить, что в какой-либо следующий момент времени магнитное поле на рис. 8.6 сместится вправо, а на рис. 8.5 повернется по часовой стрелке на угол, соответствующий фазовому углу токов в обмотке. Это и есть вращение магнитного поля, которое подробно будет описано далее (см. подразд. 9.1).

Если лобовые соединения катушек выполнить так, как показано на рис. 8.5, они не позволят вставлять и вынимать ротор, поэтому их нужно отогнуть наружу, т.е. на периферию торцевой части статора, как показано стрелками на рисунке. Причем обе катушки фазы можно отогнуть как в одну сторону (вверх или вниз), так и в разные. По способу отгиба и выполнения лобовых соединений однофазные обмотки подразделяются на двухплоскостные и трехплоскостные.

На рис. 8.6 лобовые части катушек отогнуты в одну сторону. Это двухплоскостная обмотка, так как в разрезе  $a-a$  при виде сбоку (рис. 8.7,  $a$ ) видны две вертикальные плоскости, в которых



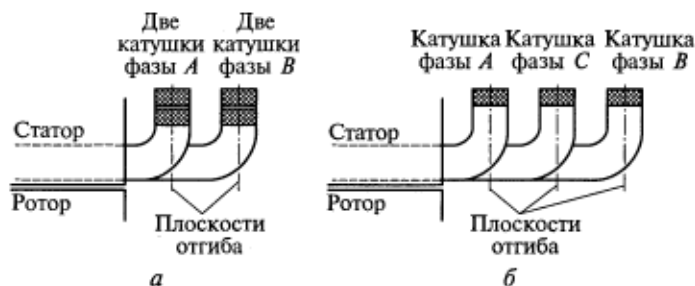


Рис. 8.7. Лобовые части двухплоскостной (а) и трехплоскостной (б) однослойных обмоток, отогнутые в одну сторону

расположены по две concentric катушки фаз *A* и *B*. Обмотка неравносекционная, поскольку катушки имеют разные размеры и при изготовлении наматываются на разные шаблоны.

Если лобовые соединения катушек каждой фазы отогнуть в разные стороны, получим трехплоскостную обмотку, верхняя часть схемы-развертки которой показана на рис. 8.8.

Три плоскости отгиба неравносекционных катушек хорошо видны на рис. 8.7, б, где они показаны параллельными, но эти лобовые части могут располагаться и под углом друг к другу.

**Однослойная цепная обмотка.** Схема такой обмотки не отличается от предыдущей, но все ее катушки имеют одинаковые размеры, т. е. она равносекционная (рис. 8.9). Намотка провода на один шаблон делает однослойную цепную обмотку более технологичной и дешевой, поэтому эти обмотки часто применяются в машинах мощностью до 10 кВт.

Направление токов в катушках на рис. 8.9 показано для того же момента времени, что и на рис. 8.6. Данная цепная обмотка тоже создает двухполюсное магнитное поле.

Лобовые части цепной обмотки могут быть отогнуты и по сложной пространственной фигуре (рис. 8.10).

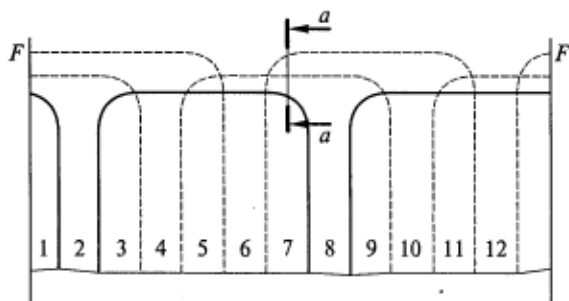


Рис. 8.8. Часть схемы-развертки трехплоскостной однослойной обмотки

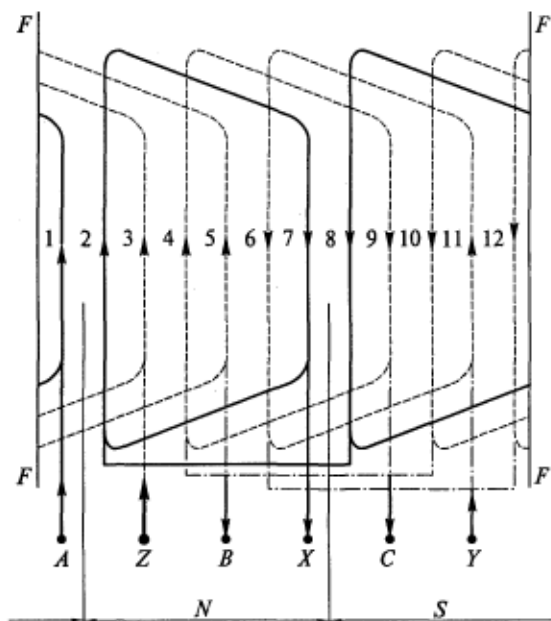


Рис. 8.9. Схема-развертка однослойной цепной обмотки

**Двухслойная обмотка.** В однослойных обмотках средний шаг катушек в катушечной группе равен полюсному делению, т.е. он диаметральный. Укорочение шага в них невозможно, хотя для устранения высших пространственных гармоник было бы целесообразно. Поэтому большинство современных машин переменного тока имеет двухслойную обмотку, в каждом пазу которой располагаются две катушечные стороны, возможно даже разных фаз. Одна сторона каждой катушки лежит в верхней части паза, другая — в нижней, причем на схеме-развертке (рис. 8.11, в) верхняя часть катушки изображается сплошной линией, а нижняя — пунктирной.

Принцип образования двухслойной обмотки легко понять, изобразив диаграммы расположения катушек фаз в верхних и нижних слоях пазов при диаметральном (рис. 8.11, а) и укороченном (рис. 8.11, б) шагах секции. Чередование катушек в слоях пазов в этом случае совершенно одинаковое, но нижний слой смещается относительно верхнего на величину укорочения шага, определяемого числом зубцовых делений по формуле (8.5). На рис. 8.11 для примера показано укорочение на одно зубцовое деление, хотя оно может равняться любому их целому числу.

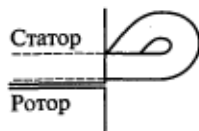


Рис. 8.10. Сложный изгиб лобовых частей цепной однослойной обмотки

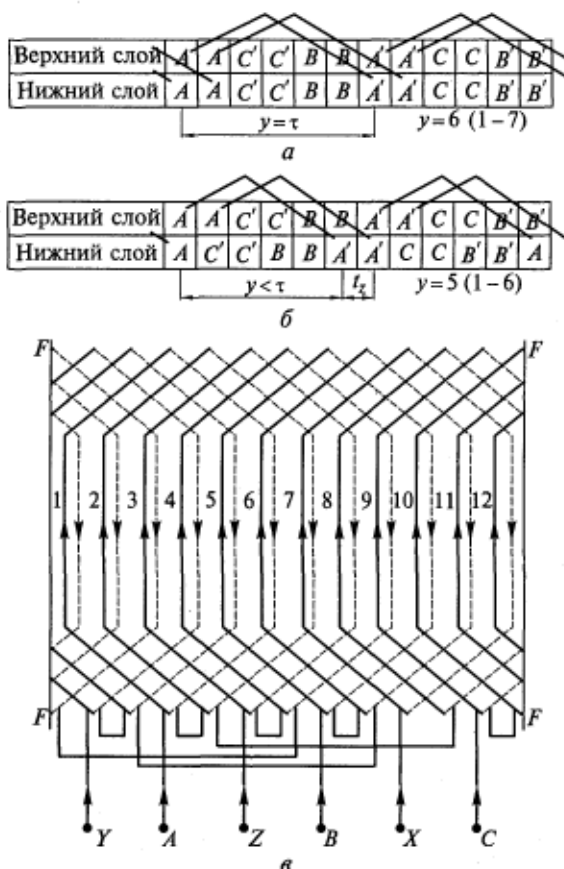


Рис. 8.11. Двухслойная обмотка:

$a, b$  — диаграммы расположения катушек фаз в верхних и нижних слоях пазов соответственно при диаметральном и укороченном шагах секции;  $v$  — схема-развертка

Двухслойные обмотки всегда равносекционные с пространственной конфигурацией изгиба лобовых частей типа показанного на рис. 8.10. При укороченном шаге на них меньше расходуется проводникового материала.

К недостаткам двухслойных обмоток следует отнести некоторую трудность укладки их в пазы и более низкий, чем в однослойных, коэффициент заполнения паза

$$k_3 = \frac{S_{\text{меди}}}{S_{\text{паза}}}, \quad (8.6)$$

где  $S_{\text{меди}}$  — суммарная площадь поперечных сечений всех неизолированных (голых) проводников в пазу;  $S_{\text{паза}}$  — площадь паза в свету.

По сравнению с двухслойными обмотками однослойные имеют следующие преимущества:

- более простые схемы и форма лобовых соединений;
- проще механизация укладки в паз;
- более высокий коэффициент заполнения паза.

**Образование параллельных ветвей обмотки.** Обмотка более технологична и проще в изготовлении, если она выполняется из тонкого провода. Однако, чем выше номинальная мощность электрической машины, тем большие токи протекают в обмотке и, следовательно, изготавливать ее приходится из провода большего сечения. Тогда в обмотке используют параллельные ветви.

Если обозначить число параллельных ветвей в фазе буквой  $a$ , то можно сказать, что все обмотки, рассмотренные ранее, имеют  $a = 1$ .

По определению все катушки в катушечной группе соединяются последовательно. Следовательно, параллельно можно соединять только катушечные группы фазы (рис. 8.12). При этом ток в каждой катушке уменьшается в  $a$  раз и, значит, она может быть намотана из более тонкого провода. Число витков в каждой катушке и катушечной группе пропорционально возрастает, и коэффициент заполнения паза [см. (8.6)] практически не изменяется.

**Обмотка типа беличьей клетки.** Многофазная обмотка содержит несколько отдельных фаз. *Фазой обмотки* называется совокупность витков, в которых ток в любой заданный момент времени одинаков по значению, направлению и временной фазе.

Большинство роторов асинхронных машин имеют короткозамкнутую обмотку типа беличьей клетки (см. подразд. 7.2), которая никуда не подключается, и ток в ней возникает только вследствие наличия ЭДС, наведенной внешним вращающимся магнитным полем. Беличья клетка всегда создает МДС и поле с таким же числом полюсов, что и воздействующее на нее поле статора.

Короткозамкнутая обмотка образуется из проводящих стержней, лежащих по одному в каждом пазу ротора. В соседних стерж-

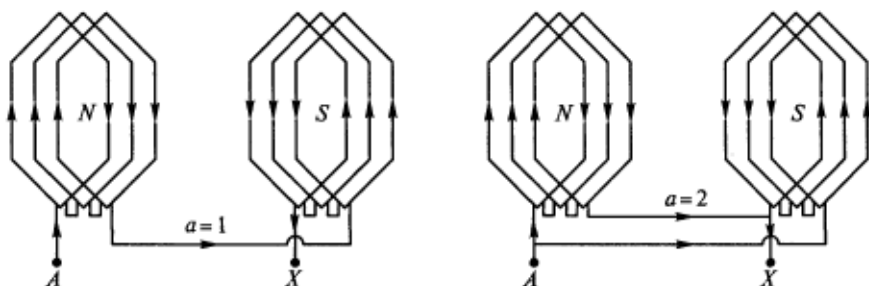


Рис. 8.12. Схема образования параллельных ветвей обмотки

нях наводятся ЭДС и протекают токи, сдвинутые по фазе во времени на угол  $\alpha_{z2} = \frac{2\pi p}{Z_2}$ . С учетом этого при  $2p = 2$  беличья клетка имеет число фаз  $m_2 = Z_2$  и половина витка в каждой фазе ( $w_2 = 1/2$ ), т. е. при любом числе полюсов  $2p$  имеем

$$m_2 = \frac{Z_2}{p}; \quad w_2 = 1 \frac{1}{2}. \quad (8.7)$$

В соответствии с одним из признаков классификации обмоток (см. подразд. 8.3) короткозамкнутая обмотка ротора является сосредоточенной и имеет диаметральный шаг. Следовательно, ее коэффициент распределения  $K_p = 1$  и коэффициент укорочения  $K_y = 1$ . При наличии скоса пазов на роторе  $K_{ск} < 1$ , а обмоточный коэффициент беличьей клетки  $K_{об2} < 1$ .

Обмоточный коэффициент и образующие его коэффициенты  $K_p$ ,  $K_y$  и  $K_{ск}$  рассматриваются в подразд. 9.2.

## 8.5. Поля рассеяния и индуктивные сопротивления рассеяния обмоток машин переменного тока

Основной (рабочий) магнитный поток взаимной индукции создается совместным действием обмоток статора и ротора электрической машины. Кроме того, обмотки создают поля рассеяния, сцепленные только с создавшими их проводниками, т. е. являющиеся полями самоиндукции. Это вредные составляющие поля, которые снижают полезную мощность машины, а также наводят в обмотках ЭДС самоиндукции, влияют на значение токов и характеристики машин.

Для удобства анализа и расчета поля (или потоки) рассеяния обмоток машин переменного тока подразделяют на следующие составляющие:

$\Phi_{сп}$  — поток пазового рассеяния, замыкающийся между стенками паза;

$\Phi_{ол}$  — поток лобового рассеяния, или рассеяния лобовых частей, замыкающийся вокруг лобовых соединений катушек;

$\Phi_{од}$  — поток дифференциального рассеяния, называемый также потоком рассеяния в воздушном зазоре, или потоком высших гармоник.

Все названия последней составляющей отражают ее физическую сущность. Несмотря на все принимаемые при создании обмоток конструктивные меры — распределение по пазам, укорочение шага, скос пазов, — МДС и индукция магнитного поля несинусоидально распределяются вдоль окружности воздушного

зазора, т. е. кроме первой в этих кривых всегда содержатся высшие гармоники.

Если из полного потока, проходящего через воздушный зазор между статором и ротором, вычесть поток первой (основной) пространственной гармоники, получим поток дифференциального рассеяния  $\Phi_{\text{дд}}$ .

Таким образом, результирующий поток рассеяния обмотки

$$\Phi_{\sigma} = \Phi_{\text{сп}} + \Phi_{\text{сл}} + \Phi_{\text{дд}}. \quad (8.8)$$

При этом 80...90 % потока  $\Phi_{\sigma}$  составляет сумма потоков пазового и дифференциального рассеяния.

Заметим, что силовые линии потоков рассеяния проходят в основном по воздуху, поэтому при нормальной работе электрической машины  $\Phi_{\sigma}$ , как и в трансформаторе (см. рис. 2.3, б), линейно зависит от создавшего его тока  $I$ . Эта линейность несколько нарушается только при очень больших токах, протекающих в обмотках машины при пуске, реверсировании и коротком замыкании.

Коэффициентом пропорциональности между ЭДС  $E_{\sigma}$ , которую индуцирует  $\Phi_{\sigma}$ , и током в обмотке является ее индуктивное сопротивление рассеяния  $X_{\sigma}$ :

$$\dot{E}_{\sigma} = -jIX_{\sigma}; \quad E = IX_{\sigma}. \quad (8.9)$$

В теории машин переменного тока принято в уравнения второго правила Кирхгофа вводить ЭДС, наведенную рабочим потоком. Воздействие же потока рассеяния на обмотку, наоборот, учитывается падением напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния, для расчета которого в методиках проектирования машин имеются различные формулы. Приведем одну из этих формул, выражающую аналитическую связь  $X_{\sigma}$  с индуктивностью рассеяния  $l_{\sigma}$ :

$$\begin{aligned} X_{\sigma} &= \omega l_{\sigma} = 2\pi f \frac{\Psi_{\sigma}}{I} = 2\pi f \frac{w\Phi_{\sigma}}{I} = 2\pi f \frac{wIw}{IR_{\mu}} = \\ &= 2\pi f w^2 \Lambda = 2\pi f w^2 l \sum \lambda, \end{aligned} \quad (8.10)$$

где  $\Psi_{\sigma}$  — потокосцепление рассеяния;  $R_{\mu}$  — магнитное сопротивление потоку рассеяния;  $\Lambda$  — магнитная проводимость контуров потока рассеяния;  $l$  — длина;  $\sum \lambda$  — сумма удельных магнитных проводимостей для всех составляющих потока  $\Phi_{\sigma}$ .

Здесь под удельными понимаются проводимости единицы осевой длины машины.

С учетом (8.8) в формулу (8.10) входит сумма удельных проводимостей для потоков пазового  $\lambda_{\text{п}}$ , лобового  $\lambda_{\text{л}}$  и дифференциального  $\lambda_{\text{д}}$  рассеяния

$$\sum \lambda = \lambda_{\text{п}} + \lambda_{\text{л}} + \lambda_{\text{д}}. \quad (8.11)$$

## Контрольные вопросы

1. Для чего обмотки машин переменного тока распределяют по пазам?
2. Докажите, что число катушек в катушечной группе равно числу пазов на полюс и фазу.
3. Что представляют собой полюсное деление, зубцовое деление и шаг обмотки?
4. Что такое электрический градус?
5. Почему обмотки электрических машин переменного тока чаще всего делают двухслойными? Каково назначение укорочения шага? Сравните двухслойные обмотки с однослойными.
6. Каковы составляющие потока рассеяния обмотки, лежащей в пазах?
7. Что такое коэффициент заполнения паза?

### 9.1. Вращающееся магнитное поле

Как уже отмечалось, в основе работы машин переменного тока лежит использование вращающегося магнитного поля. Вращающееся магнитное поле представляет собой волну индукции, бегущую вдоль окружности рабочего воздушного зазора между статором и ротором машины переменного тока. В установившемся режиме значение амплитуды волны индукции постоянное, а ее положение в пространстве постоянно изменяется. Можно говорить и о вращении результирующего пространственного вектора МДС, а также векторов магнитной индукции, потока или потокоцепления многофазной обмотки. Годографом каждого из этих векторов в симметричных режимах работы машины является окружность, а создаваемое поле называется соответственно круговым. В несимметричных режимах работы машины, т. е. когда токи в фазах обмотки неодинаковы, образуется эллиптическое поле.

Магнитное поле одной фазы не вращается, а пульсирует в пространстве.

Трехфазная обмотка машины переменного тока создает круговое равномерно вращающееся магнитное поле только при одновременном выполнении трех условий:

оси обмоток фаз *A*, *B* и *C* сдвинуты в пространстве на  $120^\circ$  электрических;

синусоидальные токи в обмотках фаз также сдвинуты во времени на  $120^\circ$ ;

индукция магнитного поля является синусоидальной функцией пространственной координаты вдоль длины окружности воздушного зазора машины.

Покажем, что при этих условиях магнитное поле действительно будет вращающимся. Лучше всего это сделать на примере результирующего пространственного вектора МДС простейшей трехфазной обмотки, у которой все витки каждой фазы сосредоточены в одной катушке, лежащей в двух диаметрально расположенных пазах (рис. 9.1, *a*).

Трехфазная система токов в такой обмотке создает трехфазную систему МДС (рис. 9.1, *б*):

$$F_A = F_m \sin \omega t; \quad F_B = F_m \sin \left( \omega t - \frac{2}{3} \pi \right); \quad F_C = F_m \sin \left( \omega t + \frac{2}{3} \pi \right).$$



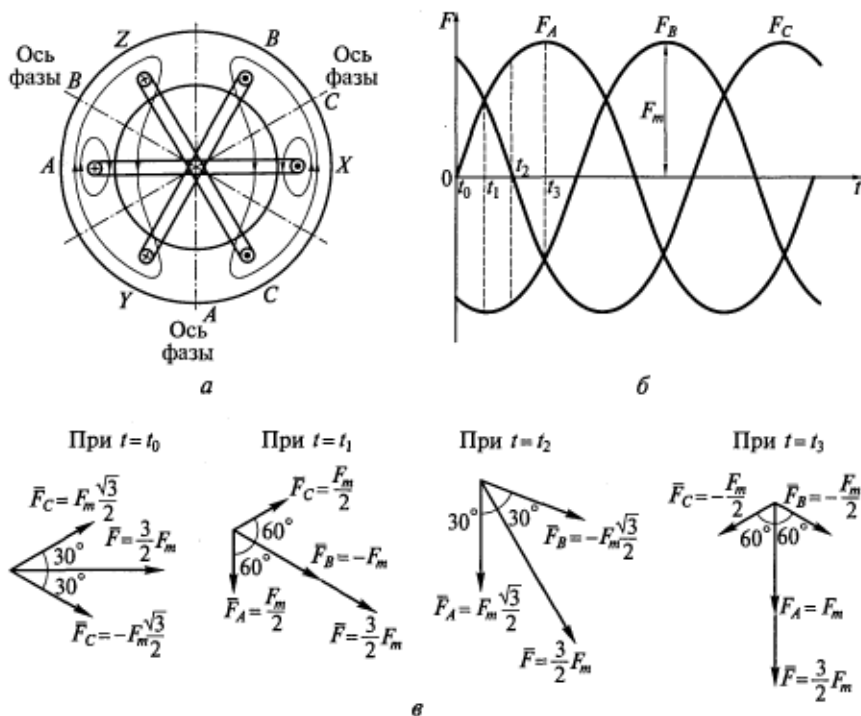


Рис. 9.1. Вращающаяся МДС трехфазной обмотки

МДС каждой фазы пульсирует по оси этой фазы, т.е. ее пространственный вектор изменяется во времени по значению (модулю) и направлению (знаку). Направление вектора МДС фазы определяется по правилу буравчика. Если ток входит в начало фазы  $A$ ,  $B$  или  $C$ , пространственный вектор МДС этой фазы считается положительным, в противном случае ток будет со знаком минус.

Найдем результирующий вектор МДС трехфазной обмотки  $\vec{F}$  в различные моменты времени (рис. 9.1, в). Здесь чертой сверху отмечаются пространственные векторы в координатах на плоскости поперечного сечения электрической машины\*.

1. При  $t = t_0$  и  $\omega t = 0$

$$\bar{F}_A = 0; \bar{F}_B = F_m \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) = -F_m \frac{\sqrt{3}}{2}; \bar{F}_C = F_m \sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) = F_m \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

\* Напомним, что точкой сверху обозначаются комплексные векторы синусоидальных величин переменного тока, определяемые на комплексной временной плоскости.

Сложив полученные пространственные векторы МДС фаз, найдем модуль результирующий вектора  $\vec{F}$ :

$$|\vec{F}| = |\vec{F}_B| + |\vec{F}_C| = 2F_m \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 30^\circ = F_m \sqrt{3} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{3}{2} F_m.$$

2. При  $t = t_1$  и  $\omega t = \pi/6$

$$\begin{aligned} \vec{F}_A &= F_m \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{F_m}{2}; \quad \vec{F}_B = F_m \sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{2}{3}\pi\right) = F_m \sin\left(-\frac{\pi}{2}\right) = -F_m; \\ \vec{F}_C &= F_m \sin\left(\frac{\pi}{6} + \frac{2}{3}\pi\right) = F_m \sin\left(\frac{5}{2}\pi\right) = \frac{F_m}{2}. \end{aligned}$$

Сложив полученные векторы, найдем модуль результирующего вектора  $\vec{F}$ :

$$|\vec{F}| = |\vec{F}_B| + |\vec{F}_C| = 2 \frac{F_m}{2} \cos 60^\circ + F_m = \frac{F_m}{2} + F_m = \frac{3}{2} F_m.$$

3. При  $t = t_2$  и  $\omega t = \pi/3$

$$\begin{aligned} \vec{F}_A &= F_m \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = F_m \frac{\sqrt{3}}{2}; \quad \vec{F}_B = F_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \frac{2}{3}\pi\right) = F_m \sin\left(-\frac{\pi}{3}\right) = -F_m \frac{\sqrt{3}}{2}; \\ \vec{F}_C &= F_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \frac{2}{3}\pi\right) = F_m \sin(\pi) = 0. \end{aligned}$$

Сложив эти векторы, найдем модуль результирующего вектора  $\vec{F}$ :

$$|\vec{F}| = |\vec{F}_B| + |\vec{F}_C| = 2F_m \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 30^\circ = F_m \sqrt{3} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{3}{2} F_m.$$

4. При  $t = t_3$  и  $\omega t = \pi/2$

$$\begin{aligned} \vec{F}_A &= F_m \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = F_m; \quad \vec{F}_B = F_m \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{2}{3}\pi\right) = F_m \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) = -\frac{F_m}{2}; \\ \vec{F}_C &= F_m \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{2}{3}\pi\right) = F_m \sin\left(\frac{7}{6}\pi\right) = -\frac{F_m}{2}. \end{aligned}$$

Сложив эти векторы, получим модуль результирующего вектора  $\vec{F}$ :

$$|\vec{F}| = |\vec{F}_B| + |\vec{F}_C| = F_m + 2 \frac{F_m}{2} \cos 60^\circ = F_m + \frac{F_m}{2} = \frac{3}{2} F_m.$$

На основании изложенного можно сделать следующие выводы.

1. Трехфазная обмотка, обтекаемая системой трехфазных синусоидальных токов, создает результирующую МДС (а следовательно, и магнитное поле), вращающуюся в пространстве, что можно доказать и аналитически (см. подразд. 9.7).

2. Значение результирующей МДС, равное  $\frac{3}{2} F_m$  (где  $F_m$  — амплитуда МДС одной фазы), при вращении не изменяется. Следовательно, годографом результирующего пространственного вектора МДС будет окружность; т. е. эта МДС создает в машине круговое поле.

3. Направление результирующего вектора МДС (и, следовательно, магнитного поля) совпадает с осью той фазы обмотки, которая в данный момент создает максимальную МДС  $F_m$ .

Используя правило буравчика, можно изобразить силовые линии результирующего магнитного поля, например, для момента времени  $t = t_3$  (см. рис. 9.1, а). Из рисунка видно, что трехфазная обмотка создает результирующее двухполюсное поле, т. е., несмотря на отсутствие явно выраженных полюсов, это поле имеет по окружности две зоны с северной и южной полярностью, перемещающиеся при его вращении. В этом легко убедиться, изобразив силовые линии поля для любого момента времени, следующего за моментом  $t_3$ .

Выясним, с какой скоростью вращается магнитное поле в машине переменного тока и от чего эта скорость зависит.

Мы рассмотрели интервал времени, равный одной четверти периода изменения МДС. За это время результирующая МДС (а, следовательно, и поле) повернулась на одну четверть окружности, т. е. сделала четверть оборота. Ясно, что за целый период изменения МДС фаз (тока, напряжения) результирующие МДС и магнитное поле обмотки сделают один оборот.

Поскольку переменный ток имеет  $f$  периодов изменения в секунду ( $f$  — частота, Гц), магнитное поле в машине совершает  $f$  оборотов в секунду, т. е.  $60f$  оборотов в минуту. Эту величину называют синхронной скоростью вращения поля и обозначают  $n_1$ . Выражение  $n_1 = 60f$  об/мин справедливо для двухполюсных машин, т. е. при  $2p = 2$  (где  $p$  — число пар полюсов). Каждая пара полюсов включает в себе северный и южный полюсы, но обмотку можно выполнить таким образом, что она будет создавать поле с большим числом полюсов по окружности (см. рис. 8.2 и 8.4). Тогда при любом значении  $2p$  синхронная скорость поля

$$n_1 = \frac{60f}{p}. \quad (9.1)$$

В общем случае поле за один период изменения тока перемещается на два полюсных деления [см. (8.3)].

Синхронные скорости вращения магнитного поля при  $f = 50$  Гц

$p$	1	2	3	4	5	6
$n_1$ , об/мин	3000	1500	1000	750	600	500

Из формулы (9.1) следует, что синхронная скорость поля, зависящая только от частоты изменения поля и числа пар полюсов, может иметь только определенные дискретные значения. Эти значения для серийных асинхронных двигателей при частоте  $f = 50$  Гц представлены в табл. 9.1

Обратите внимание, что при промышленной частоте скорость вращения асинхронного двигателя не может быть больше 3000 об/мин.

Направление вращения магнитного поля в машине переменного тока зависит от порядка чередования по окружности фаз токов и МДС трехфазной обмотки. Если необходимо осуществить реверсирование асинхронного двигателя, надо изменить направление вращения поля статора, поменяв для этого местами два любых провода, соединяющих зажимы обмотки статора с питающей трехфазной сетью.

## 9.2. ЭДС в обмотке при синусоидальном магнитном поле в воздушном зазоре

Рассмотрим ситуацию, которая имеет место в любой машине переменного тока: синхронной, асинхронной, двигателе и генераторе.

Магнитное поле, синусоидально распределенное в воздушном зазоре, вращается, т.е. перемещается относительно неподвижных проводников обмотки статора (рис. 9.2) с постоянной скоростью  $n_1 = 60f/p$ . Линейная скорость перемещения волны, м/с,

$$v = \frac{\pi D n_1}{60}. \quad (9.2)$$

Согласно закону электромагнитной индукции, в проводниках обмотки наводится (индуцируется) ЭДС. На рис. 9.2 бегущая волна индукции движется влево. Мысленно остановим ее и будем считать, что проводники движутся вправо со скоростью  $v$ . Именно для такого перемещения проводников относительно магнитного поля можно применить правило правой руки, чтобы определить направления ЭДС  $e_1$  и  $e_2$ , введенных в них этим полем.

Периодичность функции  $B(x)$ , т.е. изменение индукции в зависимости от линейного аргумента  $x$ , позволяет найти угловую

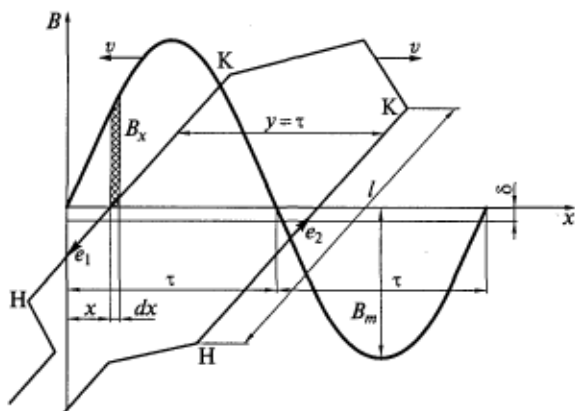


Рис. 9.2. Виток с диаметральным шагом в магнитном поле:

Н, К — обозначения соответственно начала и конца пазовой части витка;  $\delta$  — воздушный зазор между статором и ротором

фазу  $\alpha$  этой гармонической функции. Определим для этого очевидную пропорциональную связь магнитного и углового аргументов этой функции:

расстоянию  $\tau$  соответствует угол  $\pi$ ;

любому  $x$  соответствует угол  $\alpha$ .

Тогда можно записать

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau} x; \quad B(x) = B_m \sin \alpha = B_m \sin \frac{\pi}{\tau} x.$$

Заметим, что здесь  $\alpha$  измеряется в электрических радианах.

Найдем магнитный поток  $\Phi$ , проходящий через один полюс. Так как при любом  $x$  индукция в осевом направлении неизменна, интегрировать кривую магнитного поля нужно только по координате  $x$  вдоль окружности воздушного зазора:

$$\begin{aligned} \Phi &= \int_0^{\tau} B(x) dx = \int_0^{\tau} B_m l \sin \left( \frac{\pi}{\tau} x \right) dx = \\ &= -B_m l \frac{\tau}{\pi} (\cos \pi - \cos 0) = \left( \frac{2}{\pi} B_m \right) l \tau. \end{aligned} \quad (9.3)$$

Величина в скобках в последнем выражении (9.3) называется средним значением синусоиды на полупериоде, т.е.  $B_{cp} = \frac{2}{\pi} B_m$ . Тогда  $\Phi = B_{cp} l \tau$ .

**ЭДС катушки.** Если индукцию в точке  $x$ , где в данный момент времени находится проводник, обозначить  $B_x$ , то ЭДС, индуцируемую в проводнике, можно записать в следующем виде:

$$e_{np} = B_x l v = l v B_m \sin \left( \frac{\pi}{\tau} x \right). \quad (9.4)$$

С одной стороны, согласно (9.1), (9.2) и (8.3) линейная скорость относительного перемещения проводника и поля

$$v = \frac{\pi D n_1}{60} = \frac{\pi D \cdot 60 f 2}{60 p \cdot 2} = 2\tau f, \quad (9.5)$$

откуда получаем простое соотношение для  $f = 50$  Гц, которым часто пользуются на практике:  $v = 100\tau$ .

С другой стороны, при равномерном движении поля  $v = x/t = 2\tau f$ , откуда  $x = 2\tau ft$ . С учетом этого угловой аргумент гармонической функции (9.4) будет изменяться во времени:

$$\frac{\pi}{\tau} x = \frac{\pi}{\tau} 2\tau ft = \omega t,$$

где  $\omega = 2\pi f$  — угловая частота.

Следовательно, согласно (9.4) индуцируемая в проводниках ЭДС

$$e_{\text{пр}} = l v B_m \sin \omega t.$$

При конструировании обмоток электрических машин переменного тока необходимо учитывать следующее: чтобы ЭДС в обмотке была синусоидальной функцией времени, необходимо стремиться к синусоидальному распределению магнитного поля в воздушном зазоре.

Подставив (9.5) в последнее выражение, получим

$$e_{\text{пр}} = l 2\tau f B_m \sin \omega t = \pi \Phi f \sin \omega t = E_m \sin \omega t. \quad (9.6)$$

Здесь согласно (9.3)

$$2 B_m l \tau = \pi \Phi,$$

а амплитуда ЭДС

$$E_m = \pi \Phi f.$$

Действующее значение ЭДС в проводнике

$$E_{\text{пр}} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \Phi f = 2,22 f \Phi. \quad (9.7)$$

В витке с диаметральной шагем ЭДС проводников одинаковые:

$$E_{\text{в}} = 2 E_{\text{пр}} = 4,44 f \Phi.$$

ЭДС в катушке с числом витков  $w_k$  можно записать в следующем виде:

$$E_k = 4,44 f \Phi w_k. \quad (9.8)$$

При диаметральной шаге витка  $y = \tau$ , следовательно, ЭДС в разных сторонах витка равны по значению ( $e_1 = e_2$ ) и противоположны по фазе (см. рис. 9.2). Поскольку виток образуется соеди-

нением одноименных концов проводников, геометрическая сумма векторов их ЭДС (рис. 9.3, а)

$$\dot{E}_в = \dot{E}_{пр1} + (-\dot{E}_{пр2}) = \dot{E}_{пр1} - \dot{E}_{пр2}.$$

Однако, как уже отмечалось, большинство обмоток машин переменного тока имеют укороченный шаг витка, т. е.  $y < \tau$ . При  $y = \tau$  фазовый сдвиг векторов ЭДС проводников был равен  $\pi$ . Обозначив при каком-то произвольном шаге  $y$  угол сдвига этих векторов  $\gamma$ , составим следующую пропорцию:  $\tau$  соответствует  $\pi$ ;

$y$  соответствует  $\gamma$ . Отсюда получим  $\gamma = \frac{y}{\tau} \pi$ ,

т. е. ЭДС укороченного витка равна геометрической сумме ЭДС проводников (рис. 9.3, б). Действующее значение (модуль вектора) ЭДС укороченного витка

$$E_в = 2E_{пр} \sin\left(\frac{y \pi}{\tau 2}\right) = 2E_{пр} K_y,$$

где коэффициент укорочения шага обмотки

$$K_y = \sin\left(\frac{y \pi}{\tau 2}\right). \quad (9.9)$$

Нетрудно заметить, что при диаметральной шаге витка, когда  $y = \tau$ , коэффициент укорочения  $K_y = 1$ .

С учетом (9.7) и (9.8) ЭДС укороченного витка

$$E_в = 2 \cdot 2,22 f \Phi K_y = 4,44 f \Phi K_y,$$

а ЭДС катушки в этом случае

$$E_k = 4,44 f \Phi \omega_k K_y. \quad (9.10)$$

Из соотношения выражений (9.10) и (9.8), получим следующее объяснение смысла коэффициента укорочения:

$$K_y = \frac{\text{геометрическая сумма ЭДС проводников}}{\text{арифметическая сумма ЭДС проводников}}.$$

**ЭДС катушечной группы.** Ранее было установлено, что  $q$  катушек любой фазы на полюсном делении образуют катушечную группу. При этом катушки лежат в соседних пазах. Поскольку максимум волны вращающегося магнитного поля достигает каждую катушку в разное время, ЭДС в катушках не будут совпадать по фазе. Их фазовый сдвиг во времени  $\alpha_z = 2\pi p/Z$ .

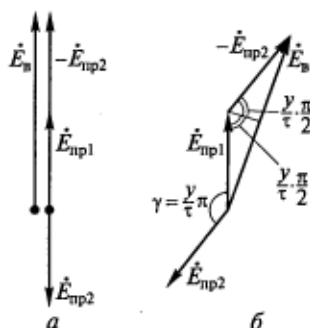


Рис. 9.3. Векторы ЭДС в диаметральной (а) и укороченном (б) витках

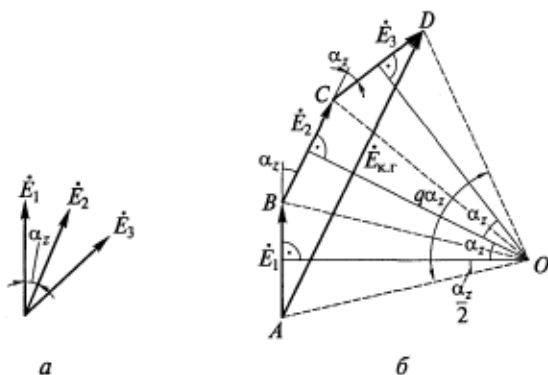


Рис. 9.4. Векторы ЭДС в катушках (а) и результирующий вектор ЭДС катушечной группы (б)

Векторы ЭДС, наводимых во всех пазах, образуют так называемую звезду пазовых ЭДС, фрагмент которой для катушек одной фазы представлен на рис. 9.4, а. (Для примера возьмем число катушек в катушечной группе  $q = 3$ .)

По определению катушечной группы все  $q$  ее катушек всегда соединяются последовательно. Следовательно, результирующую ЭДС катушечной группы найдем геометрическим сложением векторов ЭДС катушек (рис. 9.4, б):

$$\dot{E}_{к.г} = \dot{E}_1 + \dot{E}_2 + \dot{E}_3.$$

Проведем перпендикуляры к серединам отрезков  $AB$ ,  $BC$  и  $CD$  — они пересекутся в одной точке  $O$  под углами  $\alpha_z$  (согласно теореме об углах с взаимно перпендикулярными сторонами). Обозначим радиус описанной окружности

$$R = OA = OB = OC = OD.$$

Угол  $q\alpha_z$  называется *углом фазной зоны*.

Из  $\triangle OAD$  найдем модуль (действующее значение) вектора ЭДС катушечной группы:

$$E_{к.г} = 2R \sin \frac{q\alpha_z}{2}. \quad (9.11)$$

Выразим через радиус  $R$  ЭДС катушек:

$$E_k = E_1 = E_2 = E_3 = 2R \sin \frac{\alpha_z}{2}.$$

Если бы эти катушки не были распределены по отдельным пазам, а лежали бы в одном пазу, их ЭДС совпадали бы по фазе и складывались бы арифметически в ЭДС катушечной группы:



$$qE_k = q2R \sin \frac{\alpha Z}{2}. \quad (9.12)$$

Коэффициентом распределения обмотки называется следующее отношение:

$$K_p = \frac{\text{геометрическая сумма ЭДС катушек}}{\text{арифметическая сумма ЭДС катушек}}$$

Разделив (9.11) на (9.12), получим

$$K_p = \frac{E_{к.г}}{qE_k} = \frac{2R \sin \frac{q\alpha Z}{2}}{q2R \sin \frac{\alpha Z}{2}} = \frac{\sin \frac{q\alpha Z}{2}}{q \sin \frac{\alpha Z}{2}}. \quad (9.13)$$

Если все витки фазы на полюсном делении сосредоточены в одной катушке, то  $q=1$ ,  $K_p=1$ . В распределенных по пазам обмотках  $q > 1$  и коэффициент распределения  $K_p < 1$ .

Используя первый член правой части равенства (9.13), ЭДС катушечной группы с учетом (9.10) можно записать в следующем виде:

$$E_{к.г} = qE_k K_p = 4,44f\Phi(qw_k) K_y K_p. \quad (9.14)$$

Произведение в скобках определяет число витков в катушечной группе, или число витков фазы на пару полюсов.

Обмотки машин переменного тока распределяются по пазам и выполняются с укороченным шагом в целях борьбы с высшими пространственными гармониками магнитного поля. Для этого же выполняется скос пазов статора или ротора. Чаще скос пазов делают на роторе, так как технологически это проще. Магнитный сердечник ротора собирается (шихтуется) таким образом, чтобы его пазы располагались не по образующей цилиндра, а по винтовой линии с небольшим скосом, обычно равным зубцовому делению статора. Ясно, что с таким же скосом будут располагаться и проводники обмотки ротора, которые помещаются в эти пазы.

Мысленно разобьем проводник ротора по длине на малые участки. Поскольку максимум волны вращающегося магнитного поля пересекает их в разные моменты времени, ЭДС в этих элементарных участках проводника будут отличаться по фазе, а их векторы  $\Delta \dot{E}_{пр}$  при сложении образуют многоугольник, который при очень большом количестве участков разбиения приближается к дуге окружности

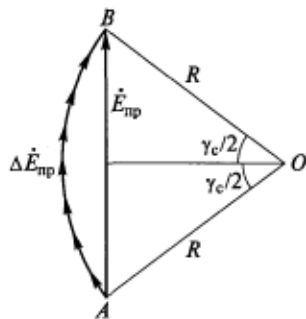


Рис. 9.5. Векторы ЭДС в проводнике со скосом

$AB$  (рис. 9.5). Длина этой дуги окружности равна произведению радиуса на центральный угол в радианах.

Коэффициентом скоса называется следующее отношение:

$$K_c = \frac{\text{геометрическая сумма ЭДС в элементах проводника}}{\text{арифметическая сумма ЭДС в элементах проводника}}$$

Следовательно,

$$K_c = \frac{E_{\text{пр}}}{\sum \Delta E_{\text{пр}}} = \frac{2R \sin \frac{\gamma_c}{2}}{R\gamma_c} = \frac{\sin \frac{\gamma_c}{2}}{\frac{\gamma_c}{2}}. \quad (9.15)$$

Из математики известно, что при  $\gamma_c \rightarrow 0$  функция (9.15) стремится к единице. Другими словами, при отсутствии скоса пазов  $K_c = 1$ .

При распределении обмоток по пазам в выражение для ЭДС катушечной группы (9.14) входит обмоточный коэффициент

$$K_{\text{об}} = K_y K_p K_c,$$

тогда

$$E_{\text{к.г}} = 4,44 f \Phi q w_k K_{\text{об}}.$$

**ЭДС фазы.** Каждая фаза многофазной обмотки имеет  $p$  катушечных групп. Предположим, что все катушечные группы фазы соединены последовательно. Тогда ЭДС фазы

$$E = p E_{\text{к.г}} = 4,44 f \Phi (q w_k p) K_{\text{об}}.$$

Согласно (8.1), число витков в фазе  $w = q w_k p$ . Следовательно, действующее значение ЭДС фазы

$$E = 4,44 f \Phi w K_{\text{об}}. \quad (9.16)$$

ЭДС фазы обмотки машины переменного тока определяется практически так же, как в трансформаторе [см. (2.5)]. Отличие в выражение вносит только обмоточный коэффициент, который у обмотки трансформатора равен единице. Каждая фаза обмотки трансформатора — сосредоточенная катушка, сцепленная со всем рабочим потоком сердечника. А обмотка машины переменного тока распределена по пазам, сдвинутым в пространстве, поэтому потокосцепление катушек в ней неодинаковое в каждый данный момент времени. Различны и ЭДС, наведенные в катушках машин переменного тока, что учитывается коэффициентом распределения  $K_p < 1$ .

Потокосцепление катушки машины переменного тока уменьшается, если ее шаг  $y$  меньше полюсного деления  $\tau$ , что учитывается коэффициентом укорочения  $K_y < 1$ .

В сущности все способы борьбы с высшими гармониками в машинах переменного тока — укорочение шага обмотки, ее распределение по пазам и скос пазов — уменьшают полезную ЭДС в обмотке.

Обмоточный коэффициент серийных машин переменного тока  $K_{об} = 0,80 \dots 0,96$ .

### 9.3. ЭДС в обмотке при несинусоидальном магнитном поле в воздушном зазоре

**Причины возникновения высших пространственных гармоник магнитного поля.** До сих пор мы считали, что индукция магнитного потока в воздушном зазоре распределена синусоидально, т. е. определяли ЭДС только от ее основной (1-й) гармоники. На практике же можно говорить лишь о той или иной степени приближения к синусоидальному магнитному полю в зазоре машины.

Существуют три причины появления высших гармоник в пространственной кривой магнитного поля:

ступенчатое распределение МДС обмотки вдоль окружности воздушного зазора, обусловленное дискретным распределением ее проводников по пазам;

неодинаковая магнитная проводимость воздушного зазора, вызванная чередованием в нем пазов и зубцов;

локальное насыщение участков магнитной цепи машины.

Согласно закону Ома для магнитной цепи, рабочий магнитный поток равен произведению создавшей его МДС обмоток  $F$  и магнитной проводимости воздушного зазора между статором и ротором  $\Lambda_{\delta}$ . Это справедливо, если считать магнитную проницаемость стали бесконечно большой по сравнению с магнитной проницаемостью воздуха  $\mu_0$ :

$$\Phi = F\Lambda_{\delta}. \quad (9.17)$$

Представив поток как произведение индукции на площадь, через которую он проходит, получим

$$\begin{aligned} BS &= F\Lambda_{\delta}; \\ B &= F \frac{\Lambda_{\delta}}{S} = F\lambda_{\delta}, \end{aligned} \quad (9.18)$$

где  $\lambda_{\delta}$  — удельная магнитная проводимость единицы площади воздушного зазора.

Поскольку нас интересует распределение поля вдоль пространственной координаты  $x$ , запишем

$$B(x) = F(x)\lambda_{\delta}(x). \quad (9.19)$$

Выражение (9.19) подтверждает, что любая гармоника в функциях  $F(x)$  и  $\lambda_{\delta}(x)$  вызовет соответствующую ей гармоническую

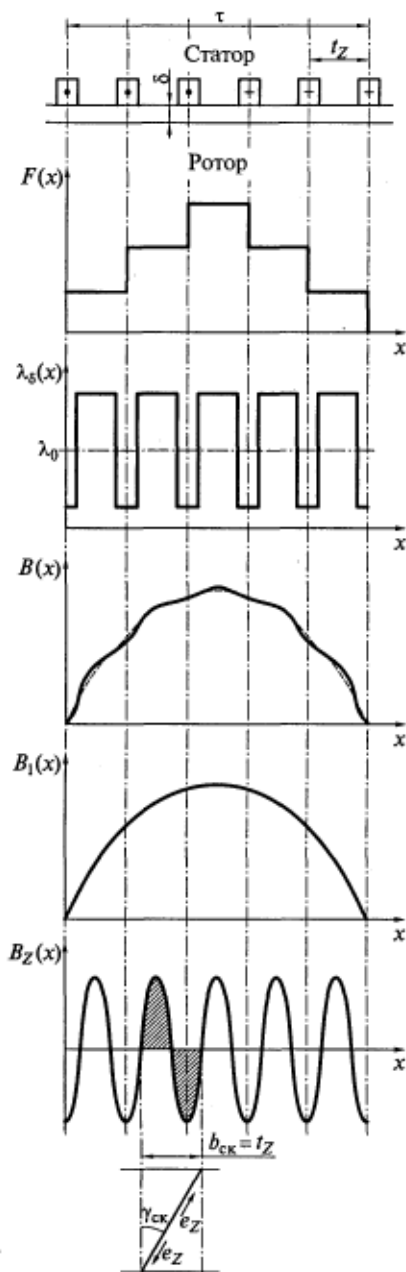


Рис. 9.6. Происхождение зубцовых гармоник и влияние скоса пазов на ЭДС

составляющую в функции  $B(x)$  (рис. 9.6). На этом рисунке  $\lambda_0$  — среднее значение удельной магнитной проводимости воздушного зазора;  $B_1(x)$  — 1-я гармоника индукции;  $B_Z(x)$  — зубцовая гармоника поля, называемая так потому, что ее период равен зубцовому делению  $t_z$ ;  $b_{ск}$  — скос пазов;  $e_z$  — ЭДС, наводимая в проводниках зубцовой гармоникой поля.

Изобразим для примера несинусоидальную кривую поля  $B(x)$ , которая имеет место в воздушном зазоре при насыщении зубцовой зоны машины (рис. 9.7). Разложение этой функции в ряд Фурье содержит гармоники только нечетных порядков ( $\nu = 1, 3, 5, 7, 9, \dots$ ). Понятно, что высшая гармоника имеет больше полюсов, чем основная, т.е.

$$p_\nu = \nu p; \quad 2p_\nu = 2\nu p, \quad (9.20)$$

а ее полюсное деление в  $\nu$  раз меньше

$$\tau_\nu = \tau/\nu. \quad (9.21)$$

По аналогии с (9.3) можно записать для  $\nu$ -й гармоники магнитного потока

$$\Phi_\nu = \frac{2}{\pi} B_{m\nu} l \tau_\nu,$$

где  $B_{m\nu}$  — пространственная амплитуда  $\nu$ -й гармоники.

При диаметральном шаге обмотки ( $y = \tau$ ) расстояние между катушечными сторонами равно  $\pi$  электрических радиан в поле основной гармоники, в поле 3-й гармоники стороны катушки сдвинуты уже на  $3\pi$ , в поле 5-й гармоники — на  $5\pi$ , а в поле  $\nu$ -й гармоники — на  $\nu\pi$  электрических

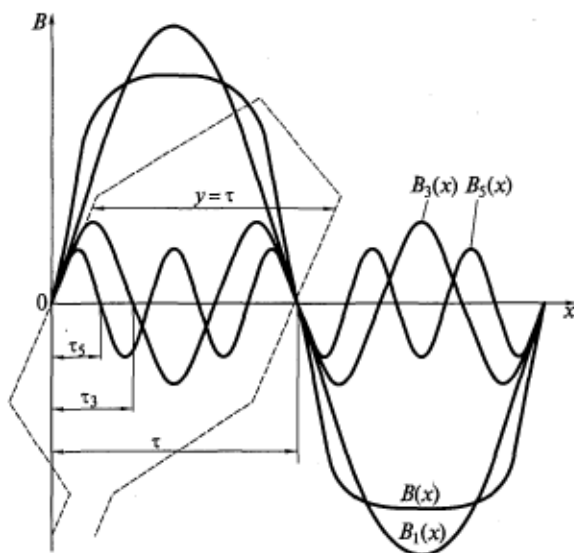


Рис. 9.7. Несинусоидальное магнитное поле воздушного зазора и его составляющие

радиан (см. рис. 9.7). Вследствие этого изменяются формулы для всех составляющих обмоточного коэффициента  $v$ -й гармоники:

$$K_{обv} = K_{yv} K_{pv} K_{cv}. \quad (9.22)$$

Здесь

$$K_{yv} = \sin v \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2};$$

$$K_{pv} = \frac{\sin \frac{qv\alpha_z}{2}}{q \sin \frac{v\alpha_z}{2}}; \quad (9.23)$$

$$K_{cv} = \frac{\sin \frac{v\gamma_c}{2}}{\frac{v\gamma_c}{2}}.$$

Каждая гармоника индуцирует в фазе обмотки соответствующую ЭДС:

$$E_v = 4,44 f_v \Phi_v w K_{обv}, \quad (9.24)$$

частота  $f_v$ , которой зависит от скорости вращения  $v$ -й гармоники относительно обмотки. Эта частота различна в синхронных и асинхронных машинах.

**Синхронные машины (двигатели и генераторы).** В синхронных машинах пространственные гармоники создаются обмоткой возбуждения и вращаются вместе с ротором. Скорость их вращения по отношению к обмотке статора (якоря) одинакова и равна скорости вращения ротора  $n_1$ . Однако, так как число полюсов у гармоник разное [см. (9.20)], каждая из них наводит в обмотке ЭДС своей частоты

$$f_v = \frac{p_v n_1}{60} = \frac{v p_1 n_1}{60} = v f_1. \quad (9.25)$$

Действующее значение несинусоидальной ЭДС

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_3^2 + E_5^2 + \dots + E_v^2}. \quad (9.26)$$

Обмотку статора синхронного генератора целесообразно соединять в звезду, так как в этом случае гармоники ЭДС в ее фазах, кратные трем, будут взаимно уничтожаться и в линейной ЭДС их не будет.

**Асинхронные машины (двигатели и генераторы).** Все пространственные гармоники магнитного поля статора создаются током в его обмотке, который имеет частоту  $f$ . Число полюсов у гармоник разное, поэтому вращаются они с различными скоростями, но медленнее основной гармоники:

$$n_v = \frac{60f}{p_v} = \frac{60f}{vp} = \frac{n_1}{v}. \quad (9.27)$$

Гармоники наводят в создавшей их обмотке ЭДС самоиндукции одинаковой частоты

$$f_v = \frac{p_v n_v}{60} = \frac{v p n_1 / v}{60} = \frac{p n_1}{60} = f.$$

Результирующая ЭДС в обмотке статора, являющаяся синусоидальной функцией времени,

$$\dot{E} = \dot{E}_1 + \dot{E}_3 + \dot{E}_5 + \dots + \dot{E}_v.$$

Отметим, что высшие пространственные гармоники магнитного поля в машинах переменного тока могут вращаться в направлении вращения основной гармоники (их называют прямо вращающиеся), навстречу ей (обратно вращающиеся) и быть неподвижными в пространстве (пульсирующие). Используя терминологию метода симметричных составляющих, высшие пространственные гармоники называют также полями прямой, обратной и нулевой последовательностей.

Направление вращения любой гармоники поля зависит от порядка чередования фаз  $A$ ,  $B$  и  $C$  вдоль окружности воздушного зазора. Если в  $v$ -й гармонике он совпадает с порядком чередова-

ния основных волн (первых гармоник полей фаз), то результирующее поле данной гармоники будет прямовращающееся. Если гармоники фаз в пространстве следуют в порядке  $A, C, B$ , то результирующее поле гармоники всей обмотки обратновращающееся. Если же гармоники фаз совпадают в пространстве друг с другом, то результирующее поле гармоники всей обмотки неподвижное пульсирующее или равно нулю, так как гармоники фаз взаимно уничтожаются.

Чтобы определить порядки гармоник всех трех типов, используются эвристические\* формулы, т. е. выражения, записанные на основе логических рассуждений, подбора. Эти формулы в равной мере справедливы для пространственных и временных гармоник.

Трехфазные обмотки ( $m = 3$ ) создают следующие поля:  
прямой последовательности гармоник порядков  $\nu = 6k + 1$ ;  
обратной последовательности порядков  $\nu = 6k - 1$ ;  
нулевой последовательности порядков  $\nu = 3(2k - 1)$ .

Двухфазные обмотки ( $m = 2$ ) создают следующие поля:  
прямой последовательности гармоник порядков  $\nu = 4k + 1$ ;  
обратной последовательности порядков  $\nu = 4k - 1$ ;  
нулевой последовательности порядков  $\nu = 2k$ .

Здесь  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$  для гармоник прямой последовательности,  $k = 1, 2, 3, \dots$  для гармоник обратной и нулевой последовательностей.

#### 9.4. Улучшение формы кривой ЭДС, или способы борьбы с высшими гармониками магнитного поля

**Распределение обмотки по пазам на  $q$  катушек на полюсном делении.** Этот способ рассмотрен в подразд. 8.1.

**Соединение обмотки в звезду для устранения гармоник магнитного поля, кратных трем.** На рис. 9.8 изображены первые и третьи гармоники пространственных кривых индукции  $B(x)$  и временных функций ЭДС фаз трехфазной обмотки. Из рисунка видно, что гармоники, кратные трем, в отличие от первых (основных) гармоник не имеют фазового сдвига ни в пространстве, ни во времени. Это означает, что гармоники  $B_{A3}, B_{B3}$  и  $B_{C3}$  не удовлетворяют одному из условий создания вращающегося поля (см. подразд. 9.1) и в отличие от основных гармоник их результирующее поле будет неподвижным и пульсирующим, т. е. полем нулевой последовательности (см. подразд. 9.3). Эти гармоники наводят в фазах обмотки ЭДС  $e_{A3}, e_{B3}$  и  $e_{C3}$ , также совпадающие по фазе во времени.

\* Эвристика (от гр. *heurisko* — отыскиваю, открываю) — система логических приемов и методических правил теоретического исследования.

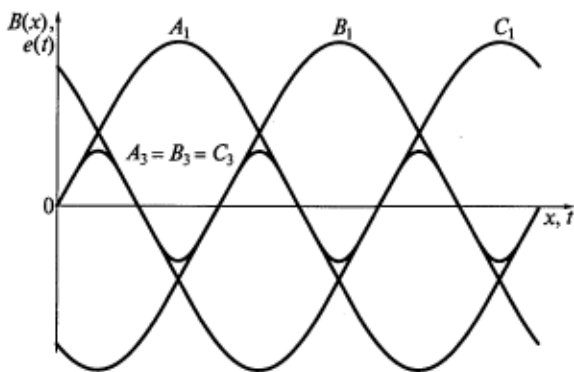


Рис. 9.8. Первые и третьи гармоники пространственных и временных функций трехфазной обмотки

Если соединить трехфазную обмотку в звезду (рис. 9.9, а), гармоник, кратных трем, в линейных ЭДС и напряжениях не будет. В этом легко убедиться, записав уравнение второго правила Кирхгофа для любого контура звезда — сеть.

При соединении трехфазной обмотки в треугольник (рис. 9.9, б) в образованном замкнутом контуре все три ЭДС складываются и вызывают 3-ю гармонику тока  $i_3$ , циркулирующую в этом контуре. Однако тока  $i_3$  не будет в линейных проводах, как не будет 3-й гармоники и в линейных ЭДС. В этом легко убедиться, записав уравнение первого правила Кирхгофа для любых узлов А, В или С. Но 3-я гармоника тока  $i_3$  вызовет дополнительные потери мощности и нагрев обмотки.

Синхронные генераторы должны обеспечивать потребителей электроэнергии синусоидальным напряжением. Для этого их ЭДС также должна быть синусоидальной функцией времени. Следовательно, статорные обмотки синхронных генераторов целесообразно соединять в звезду.

**Укорочение шага обмотки.** Поясним на простом примере почему укорочение шага позволяет устранить или хотя бы ослабить влияние высших пространственных гармоник поля на ЭДС в обмотке.

Допустим, что обмотку соединили в звезду, устранив таким образом негативное воздействие 3-й и кратных ей гармоник. А как бороться с 5-й гармоникой? В этом нам поможет укорочение шага.

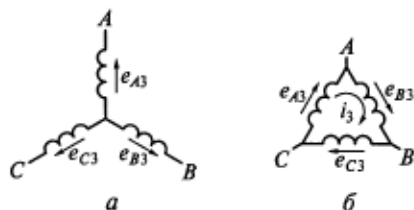


Рис. 9.9. Гармоники поля, кратные трем, при соединении трехфазной обмотки в звезду (а) и треугольник (б)



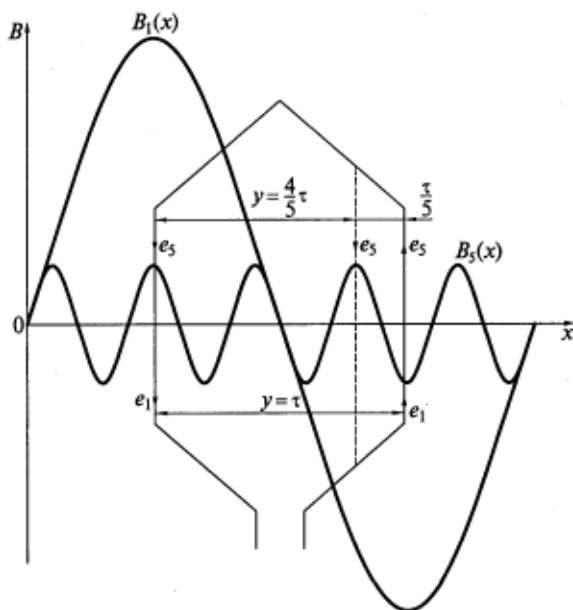


Рис. 9.10. Влияние укорочения шага обмотки на ее ЭДС

При диаметральном шаге ( $y = \tau$ ) ЭДС  $e_5$ , наводимые в катушечных сторонах полуволнами 5-й гармоники поля, складываются. Следовательно, результирующая ЭДС в обмотке существенная (рис. 9.10). Если же шаг  $y$  обмотки сделать короче на размер полюсного деления 5-й гармоники поля  $\tau_5$ , то на обе ее катушечные стороны будут воздействовать волны индукции одинаковой полярности и результирующая ЭДС  $e_5$  в контуре секции окажется равной нулю.

Аналитически это подтверждается равенством нулю коэффициента укорочения для 5-й гармоники [см. (9.23)], который входит в  $K_{065}$  [см. (9.22)] и  $E_5$  [см. (9.24)]. Итак, для  $y = \frac{4}{5}\tau$  коэффициент укорочения 5-й гармоники

$$K_{y5} = \sin\left(5 \frac{4}{5} \frac{\tau \pi}{2}\right) = \sin 2\pi = 0.$$

Однако при таком укороченном шаге коэффициент укорочения 1-й гармоники

$$K_{y1} = \sin\left(\frac{4}{5} \frac{\tau \pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{2}{5}\pi\right) = 0,95.$$

Следовательно, можно сделать следующий важный вывод: уничтожив 5-ю гармонику поля путем укорочения шага обмотки, мы одновременно уменьшили на 5% полезную ЭДС 1-й гармоники.

Ясно, что для устранения 7-й гармоники поля шаг обмотки  $y$  должен быть равен  $\frac{6}{7}\tau$  и т. д.

Так как исключить влияние всех гармоник невозможно, обычно выбирают среднее укорочение шага обмотки, чтобы ослабить эффект всех наиболее сильно выраженных гармоник поля. Как правило, этот шаг  $y = \frac{5}{6}\tau$ , и для него  $K_{y1} = 0,966$ ;  $K_{y5} = 0,259$ ;  $K_{y7} = 0,259$ .

**Скос пазов.** Этот способ рассмотрен в подразд. 9.2.

## 9.5. МДС обмоток машин переменного тока

МДС обмотки электрической машины необходимо знать для построения пространственного распределения и расчета магнитного поля. Пользоваться кривой МДС бывает удобнее, чем определять картину поля, так как последняя зависит от магнитной проводимости воздушного зазора, которую зачастую трудно найти из-за сложной конфигурации поверхностей, ограничивающих его. Кроме того, проводимость воздушного зазора изменяется при вращении ротора, а при насыщении магнитопровода на пространственное распределение поля [см. графики  $B(x)$ ] влияет магнитная проводимость стальных участков магнитной цепи.

**МДС катушки.** По катушке (см. рис. 8.1, а) протекает синусоидальный ток  $i = I_m \sin \omega t$ . Ее МДС равномерно распределена в пространстве в пределах полюсного деления и пульсирует во времени. Для любой силовой линии магнитного поля (трубки проводимости) можно записать закон полного тока:

$$\oint H dl = \sum i.$$

Если замкнутую силовую линию поля разделить по длине  $l$  на  $n$  участков, в пределах каждого из которых напряженность  $H_n$  магнитного поля будет одинаковой, т. е. не будет зависеть от длины участка  $l_n$ , то интеграл можно заменить суммой:

$$\sum_n H_n l_n = \sum i.$$

Произведение  $H_n l_n = F_n$  называется падением магнитного потенциала на  $n$ -ом участке, или его *магнитным напряжением*.

В магнитной цепи электрической машины есть два типа участков с существенно разными магнитными проницаемостями: воз-

душные и стальные. Магнитная проницаемость электротехнической стали на несколько порядков выше, чем магнитная проницаемость воздуха  $\mu_0$ .

Обозначим магнитные напряжения воздушных и стальных участков магнитной цепи машины соответственно  $F_\delta$  и  $F_{ст}$ . Тогда, согласно закону полного тока, их сумма будет равна МДС катушки  $F_k$ :

$$F_\delta + F_{ст} = i w_k = F_k.$$

Силовая линия магнитного поля включает в себя два расчетных воздушных зазора [см. (7.1)], поэтому

$$H_\delta 2\delta' + F_{ст} = i w_k = F_k,$$

где  $H_\delta$  — напряженность магнитного поля в воздушном зазоре.

Известно, что  $B_\delta = \mu_0 H_\delta$ , а постоянная  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м.

Отсюда

$$\frac{B_\delta}{\mu_0} 2\delta' + F_{ст} = i w_k = F_k.$$

Индукция магнитного поля в любой точке воздушного зазора связана с МДС катушки в этой точке следующим соотношением:

$$B_\delta = \frac{(F_k - F_{ст})}{2\delta'} \mu_0.$$

Так как часто  $F_\delta \gg F_{ст}$ , падением магнитного потенциала на стальных участках магнитной цепи электрической машины можно пренебречь, тогда

$$B_\delta = \frac{F_k \mu_0}{2 \delta'} = \frac{F_k}{2} \lambda_\delta.$$

Расчет магнитной цепи и МДС электрической машины обычно проводят для максимального значения  $F_k$ , т.е. когда  $i = I_m$  и ордината прямоугольника на рис. 8.1,  $a$  равна  $F_k/2 = I_m w_k/2$ . Ряд Фурье такой функции  $F(x)$  содержит пространственные гармоники только нечетных порядков, т.е.  $v = 1, 3, 5, 7, \dots$ . Амплитуда 1-й гармоники МДС катушки в этом случае

$$F_{1m} = \frac{4}{\pi} \frac{I_m w_k}{2}. \quad (9.28)$$

Из разложения прямоугольной функции в ряд Фурье известно, что амплитуда любой высшей гармоники

$$F_{vm} = F_{1m}/v. \quad (9.29)$$

**Амплитуда 1-й гармоники МДС катушечной группы.** Основные гармоники МДС катушек в катушечной группе сдвинуты в про-

странстве на зубцовое деление (см. рис. 8.3, б). Сумма синусоид  $q$  катушек, смещенных по оси  $x$ , также будет пространственной синусоидой, но ее амплитуда  $F_{qm}$  будет меньше арифметической суммы амплитуд МДС  $q$  катушек, т.е.  $F_{qm} < qF_{1m}$ . Очевидно, что отношение этих амплитуд равно коэффициенту распределения 1-й гармоники [см. (9.13)]:

$$K_p = \frac{F_{qm}}{qF_{1m}} = \frac{\text{геометрическая сумма МДС катушек}}{\text{арифметическая сумма МДС катушек}}.$$

Таким образом, с учетом (9.28), для катушечной группы можно записать

$$F_{qm} = F_{1m} (qK_p) = \frac{4}{\pi} \frac{I_m w_k (qK_p)}{2}.$$

Выразив амплитуду тока через его действующее значение  $I_m = \sqrt{2}I$ , получим

$$F_{qm} = 0,9 I w_k q K_p. \quad (9.30)$$

Формула (9.30) справедлива для обмотки с диаметральным шагом ( $y = \tau$ ) и без скоса пазов. При укороченном шаге ( $y < \tau$ ) и наличии скоса амплитуда 1-й гармоники МДС катушечной группы

$$F_{qm} = 0,9 I w_k q K_y K_p K_c = 0,9 I (w_k q) K_{об}. \quad (9.31)$$

**Амплитуда 1-й гармоники МДС фазы.** Каждая фаза обмотки имеет в пределах полюсного деления  $\tau$  одну катушечную группу. Следовательно, МДС фазы обмотки равна МДС катушечной группы. Введем в формулу (9.31) число витков фазы.

Из (8.1) получим выражение  $w_k q = w/p$ , подставив которое в (9.31), получим формулу для амплитуды 1-й гармоники МДС фазы

$$F_m = F_{qm} = 0,9 I \frac{w}{p} K_{об} \frac{2}{2} = 1,8 \frac{I w K_{об}}{2p}. \quad (9.32)$$

Формула (9.32) справедлива как для однослойных, так и для двухслойных обмоток.

**Амплитуды высших гармоник МДС.** В соответствии с формулой (9.29) амплитуды высших гармоник МДС можно определить следующим образом:

$$F_{vm} = 1,8 \frac{I w K_{обv}}{2pv}. \quad (9.33)$$

## 9.6. Представление пульсирующей волны МДС в виде суммы двух волн, вращающихся в противоположные стороны

Если совместить пространственную ось ординат с осью фазы  $A$  (см. рис. 8.2,  $a$ ), то при токе фазы  $i_A = I_m \sin \omega t$  пульсирующую 1-ю гармонику МДС этой фазы можно выразить функцией двух аргументов — времени  $t$  и пространственной координаты  $x$ :

$$F_{Ax} = F_m \sin \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x. \quad (9.34)$$

Из тригонометрии известно, что

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\sin (\alpha - \beta) + \sin (\alpha + \beta)],$$

на основании чего формулу (9.34) можно записать в виде

$$F_{Ax} = \frac{F_m}{2} \left[ \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) + \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{\tau} x \right) \right] = F_{A_{\text{пр}}} + F_{A_{\text{об}}}, \quad (9.35)$$

где  $F_{A_{\text{пр}}}$  — МДС прямобегающей волны;  $F_{A_{\text{об}}}$  — МДС обратнобегающей волны.

Каждое из слагаемых формулы (9.35) представляет собой синусоидальную пространственную волну, перемещающуюся вдоль окружности воздушного зазора и описываемую уравнением бегающей волны. Эти волны движутся с одинаковыми скоростями, но в противоположных направлениях.

Для примера найдем скорость перемещения какой-либо точки на пространственной синусоиде с постоянной ординатой МДС. Для такой точки значения тригонометрической функции и ее аргумента будут неизменными.

В итоге для прямобегающей волны можно записать

$$\omega t - \frac{\pi}{\tau} x = \text{const.}$$

Дифференцированием этого выражения по  $t$  получим

$$\omega - \frac{\pi}{\tau} \frac{dx}{dt} = 0.$$

Обозначив линейную скорость прямой волны  $v_{\text{пр}} = dx/dt$ , найдем

$$v_{\text{пр}} = \omega \frac{\tau}{\pi}.$$

Аналогично, для обратнобегающей волны получим

$$\omega t + \frac{\pi}{\tau} x = \text{const};$$

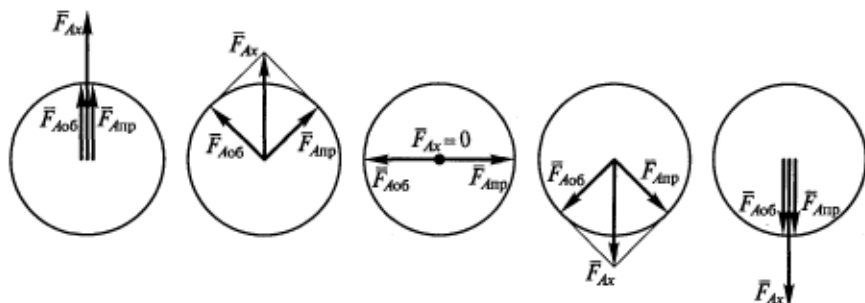


Рис. 9.11. Разложение пульсирующей волны МДС на две волны, вращающиеся в противоположные стороны

$$\omega + \frac{\pi}{\tau} \frac{dx}{dt} = 0;$$

$$v_{об} = -\omega \frac{\tau}{\pi}.$$

Следовательно, скорости перемещения пространственных синусоидальных волн действительно одинаковые, но имеют противоположные знаки.

Высшие пространственные гармоники МДС создаются тем же током фазы, что и пульсирующая 1-я гармоника, поэтому их угловая частота  $\omega$  не отличается от частоты 1-й гармоники, однако их полюсные деления другие [см. (9.21)]. Следовательно, линейные скорости движения прямой и обратной бегущих волн высшей гармоники МДС порядка  $\nu$  можно записать следующим образом:

$$v_{\nu пр} = \frac{\omega \tau}{\nu \pi}; \quad v_{\nu об} = -\frac{\omega \tau}{\nu \pi}.$$

Если волну МДС основной гармоники поля фазы представить пространственным вектором, можно показать ее положение в поперечном сечении машины в различные моменты времени (рис. 9.11).

Разложение пульсирующей волны МДС на две волны, вращающиеся в противоположные стороны, в теории электрических машин называется *методом вращающихся полей*.

## 9.7. МДС трехфазной обмотки

В подразд. 9.1 была доказана возможность создания вращающегося поля трехфазной обмоткой, для чего использовались суммы векторов МДС фаз. Теперь докажем это, применяя аналитическое сложение бегущих волн МДС.

По аналогии с (9.34) для фаз  $B$  и  $C$  можно записать:

$$\begin{aligned}
 F_{Bx} &= F_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau}x - \frac{2\pi}{3}\right); \\
 F_{Cx} &= F_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau}x - \frac{4\pi}{3}\right).
 \end{aligned}
 \tag{9.36}$$

Так же, как для фазы  $A$  [см. (9.35)], представим МДС фаз  $B$  и  $C$  в виде сумм прямых и обратных волн:

$$\begin{aligned}
 F_{Bx} &= \frac{F_m}{2} \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right) + \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau}x - \frac{4\pi}{3}\right) \right] = F_{Bnp} + F_{Bоб}; \\
 F_{Cx} &= \frac{F_m}{2} \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right) + \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau}x - \frac{8\pi}{3}\right) \right] = F_{Cnp} + F_{Cоб}.
 \end{aligned}
 \tag{9.37}$$

Результирующая МДС трехфазной обмотки

$$\begin{aligned}
 F_{(m=3)} &= F_{Ax} + F_{Bx} + F_{Cx} = \underbrace{(F_{Anp} + F_{Bnp} + F_{Cnp})}_{3F_{np}} + \\
 &+ \underbrace{(F_{Aоб} + F_{Bоб} + F_{Cоб})}_0 = 3F_{np} = \frac{3}{2} F_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right).
 \end{aligned}
 \tag{9.38}$$

Благодаря удивительному свойству трехфазной обмотки прямые волны фаз  $A$ ,  $B$  и  $C$  полностью совпадают во времени и в пространстве и, следовательно, складываются арифметически, а обратные волны этих фаз взаимно уничтожаются. Это объясняется тем, что временная фаза у обратных волн одинаковая, поэтому в любой момент времени они равны по значению. Пространственный сдвиг фаз в  $120$  и  $240^\circ$  электрических является причиной того, что сумма обратных волн всегда равна нулю.

В итоге трехфазная обмотка создает единую бегущую волну МДС с амплитудой, в  $1,5$  раза превышающей амплитуду МДС одной фазы [см. (9.38)], которая и обуславливает вращающееся магнитное поле в машине переменного тока.

Используя выражения (9.32) и (9.38), найдем амплитуду 1-й гармоники МДС трехфазной обмотки:

$$F_{\max} = \frac{3}{2} F_m = \frac{3}{2} \left( 1,8 \frac{IwK_{об}}{2p} \right) = 1,35 \frac{IwK_{об}}{p}.
 \tag{9.39}$$

При любом числе фаз  $m$  амплитуда МДС обмотки

$$F_{\max} = \frac{m}{2} F_m.
 \tag{9.40}$$

## Контрольные вопросы

1. При каких условиях многофазная обмотка электрической машины создает вращающееся магнитное поле?
2. От чего зависит скорость вращения магнитного поля в машине переменного тока?
3. Что такое обмоточный коэффициент, каковы его составляющие и что они учитывают?
4. От чего зависит ЭДС в обмотке машины переменного тока? Напишите соответствующую формулу.
5. Каковы причины появления высших пространственных гармоник магнитного поля в машинах переменного тока?
6. Чем высшие пространственные гармоники магнитного поля отличаются от основной гармоники?
7. Назовите все способы борьбы с высшими гармониками магнитного поля в машинах переменного тока.
8. Как пульсирующую пространственную волну МДС представить в виде суммы двух волн, вращающихся в противоположные стороны?



## ГЛАВА 10

## ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В АСИНХРОННЫХ МАШИНАХ

## 10.1. Принцип действия асинхронного двигателя

Обмотка статора асинхронного двигателя подключается к сети переменного тока. Под действием напряжения сети в ней протекает переменный ток, создаются МДС и вращающееся магнитное поле. Рабочий поток взаимной индукции проходит по ярму (спинке сердечника) и зубцам статора, через воздушный зазор, по зубцам и ярму ротора и замыкается через полюс другой полярности (см. рис. 8.2).

Магнитное поле при вращении пересекает проводники обмотки ротора, цепь которой всегда замкнута. В каждом проводнике при этом наводится ЭДС

$$e_{\text{пр}} = Blv_{\text{отн}}, \quad (10.1)$$

где  $B$  — индукция в месте расположения проводника;  $l$  — длина проводника;  $v_{\text{отн}}$  — линейная скорость перемещения поля относительно проводника ротора.

Полярность ЭДС, наводимой в проводнике, определяется по правилу правой руки. Под действием этой ЭДС в проводнике потечет ток  $i_{\text{пр}} \sim e_{\text{пр}}$ . В результате его взаимодействия с вращающимся полем статора появится тангенциальная сила  $F_{\text{пр}}$ , действующая на проводник. Направление этой силы определяется по правилу левой руки.

Проводники обмотки ротора распределены по пазам его сердечника на окружности с диаметром  $D_2$ . Произведение силы  $F_{\text{пр}}$  на ее плечо — расстояние до оси вращения — равно электромагнитному моменту. Суммированием электромагнитных моментов всех проводников получают результирующий электромагнитный момент, действующий на ротор:

$$M = \sum_{Z_2} \frac{F_{\text{пр}} D_2}{2},$$

где  $Z_2$  — число пазов ротора.

Ротор начинает вращаться под действием результирующего электромагнитного момента, если он больше момента сопротивления нагрузки. Естественно, механический момент нагрузки прикладывается к валу двигателя.

Поле статора всегда вращается с постоянной скоростью  $n_1$  [см. (9.1)], не зависящей от нагрузки. Начав вращаться под действием электромагнитного момента, ротор будет «догонять» поле статора. Но скорость вращения ротора  $n$  не может стать равной синхронной скорости вращения поля статора  $n_1$ . Рассмотрим, почему это так.

Ответ на этот вопрос имеет ключевое значение для понимания принципа работы асинхронного двигателя.

Предположим, что скорость  $n$  стала равна скорости  $n_1$ . Так как  $v_{отн} \sim n_1 - n$ , то при  $n = n_1$  ЭДС  $e_{пр} = 0$  [см. (10.1)],  $i_{пр} = 0$ ,  $F_{пр} = 0$ ,  $M = 0$ , поэтому ротор начнет останавливаться.

Таким образом, у асинхронного двигателя всегда  $n < n_1$ , т.е. ротор «отстает» от поля статора, вращаясь медленнее его и скользит относительно него. Это несинхронное вращение ротора и обусловило название «асинхронный двигатель».

Скорость скольжения ротора относительно поля статора  $n_{ск} = n_1 - n$ . Обычно используется ее относительная величина, называемая *скольжением* асинхронного двигателя:

$$s = \frac{n_{ск}}{n_1} = \frac{n_1 - n}{n_1}. \quad (10.2)$$

Скольжение иногда выражают в процентах:  $s \% = 100s$ .

Отметим некоторые характерные значения скольжения.

1. При пуске асинхронного двигателя в первый момент после включения в сеть ротор еще неподвижен, т.е.  $n = 0$ , а  $s = 1$ .

2. При холостом ходе асинхронного двигателя, т.е. при работе без нагрузки на валу, скорость ротора  $n$  весьма близка к  $n_1$  (но не равна ей), следовательно,  $s \approx 0$ .

3. Работе асинхронного двигателя с номинальным моментом нагрузки соответствует номинальное скольжение  $s_{ном} \approx 0,02$ .

В подразд. 9.2 было показано, что вращающееся магнитное поле индуцирует в создавшей его обмотке статора ЭДС с частотой питающей сети  $f$ . Частота ЭДС в обмотке ротора, согласно (9.1), определяется скоростью  $n_{ск}$ :

$$f_2 = \frac{pn_{ск}}{60} = \frac{p(n_1 - n)}{60} = \frac{psn_1}{60} = sf, \quad (10.3)$$

где  $n_1 - n = sn_1$  [см. (10.2)].

Следовательно, можно сделать следующий важный вывод: поле статора наводит в роторе ЭДС переменной частоты  $f_2$ , которую называют частотой скольжения.

Преобразование частоты — одно из полезных свойств асинхронной машины, используемое на практике.

При пуске асинхронного двигателя частота в роторе наибольшая. В самом деле, при  $n=0$ ,  $s=1$ , а  $f_2=f$ . При холостом ходе  $f_2=0$ . В номинальном режиме, согласно (10.3),  $f_2=0,02 \cdot 50 = 1$  Гц.

С такой же низкой частотой изменяется магнитный поток в сердечнике ротора, т.е. в нем практически отсутствуют потери в стали [см. (2.33)]. Однако магнитопровод ротора делают шихтованным по следующим причинам:

пуски, торможения и другие переходные процессы (особенно если они происходят часто) сопровождаются изменением скольжения и частоты в роторе в широких пределах;

высшие пространственные гармоники поля перемагничивают сердечник ротора с частотами, зачастую даже превышающими частоту сети;

при штамповке листов электротехнической стали для сердечника статора внутреннюю часть вырубki можно использовать для шихтовки сердечника ротора. В противном случае ее пришлось бы отправлять в отходы.

В заключение отметим, что в теории электрических машин используются три вида скоростей двигателя: линейная  $v$ , м/с; угловая  $\omega$ , рад/с, или 1/с, или  $s^{-1}$ ; частота вращения  $n$ , об/мин. Напомним связь между ними:

$$v = \frac{\pi D n}{60}; \quad \omega = \frac{2\pi n}{60}. \quad (10.4)$$

Из выражений (10.4) получаем

$$v = \omega \frac{D}{2}.$$

## 10.2. Асинхронный двигатель при холостом ходе

Холостым ходом называется работа двигателя без нагрузки на валу.

При холостом ходе двигателя к обмотке статора подведено номинальное питающее напряжение, поле статора вращается с синхронной скоростью  $n_1$ , скорость вращения ротора самая большая, скольжение почти равно нулю.

Двигатель в этом случае преодолевает только незначительные моменты трения в подшипниках и щеток о контактные кольца (в двигателях с фазным ротором), момент сопротивления собственного вентилятора, находящегося на валу (см. рис. 7.2), и момент трения поверхности ротора о воздух. Сумму этих моментов называют моментом холостого хода.

Электромагнитный момент в асинхронном двигателе создается за счет взаимодействия потока вращающегося магнитного поля с током ротора  $I_2$ , т.е.  $M \sim \Phi I_2$ .

Рабочий магнитный поток в асинхронном двигателе, как и в трансформаторе, определяется приложенным напряжением [см. (2.8)] и практически одинаков при любой нагрузке. Для преодоления момента холостого хода достаточно маленького тока в роторе.

Связь между токами ротора и статора определяется соотношением, характерным и для трансформатора [см. (2.11)]. Следовательно, при холостом ходе ток в каждой фазе обмотки статора  $I_{10}$  тоже мал и содержит намагничивающую (реактивную) составляющую и небольшую активную составляющую, обусловленную потерями холостого хода:

$$P_{10} = P_{13} + P_{1\text{ст}} + P_{\text{мех}} = mU_1 I_{10} \cos \varphi_0, \quad (10.5)$$

где  $P_{13}$  — электрические потери в обмотке статора от тока холостого хода;  $P_{1\text{ст}}$  — потери в стали магнитопровода статора,  $P_{1\text{ст}} \sim U_1^2 f^{(1,3 \dots 1,6)}$ ;  $P_{\text{мех}}$  — механические потери на трение, зависящие от скорости вращения ротора;  $\varphi_0$  — угол между напряжением и током статора.

Потери  $P_{13}$  определяются выражением

$$P_{13} = mI_{10}^2 r_1,$$

где  $r_1$  — активное сопротивление фазы обмотки статора.

Напомним, что вследствие малой частоты тока ротора в его сердечнике отсутствуют магнитные потери.

Проведем некоторые измерения в режиме холостого хода и используем полученные данные для разделения потерь (10.5) на составляющие. Для этого на обмотку статора подадим напряжение  $U_1$ , изменяемое регулятором в пределах от  $1,2U_{1\text{ном}}$  до  $U_{1\text{мин}}$ . Снижение напряжения будем производить все то время, пока скорость вращения ротора остается постоянной, т.е. пока не изменяются механические потери  $P_{\text{мех}}$ . Электрические потери в обмотке вычислим с использованием известного значения сопротивления  $r_1$ .

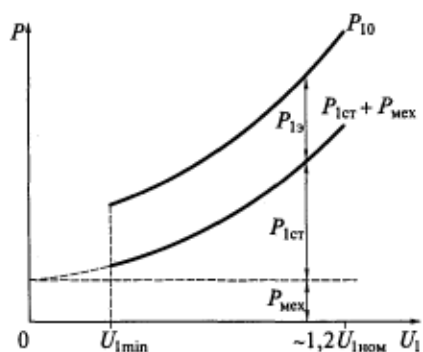


Рис. 10.1. Разделение потерь холостого хода на составляющие

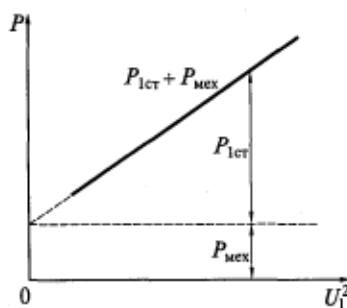


Рис. 10.2. Более точная экстраполяция кривой  $P_{1\text{ст}} + P_{\text{мех}}$ , приведенной на рис. 10.1

На рис. 10.1 показаны зависимости  $P_{10}$  и разности  $P_{10} - P_{13} = P_{1ст} + P_{мех}$  от напряжения  $U_1$ . Так как  $P_{1ст} \sim U_1^2$ , данная кривая представляет собой параболу, экстраполируя которую до пересечения с осью ординат, получим значение  $P_{мех}$ , неизменное в пределах всего графика, поскольку  $n = \text{const}$ .

Точность экстраполяции будет выше, если построить график  $P_{1ст} + P_{мех} = f(U_1^2)$ . Это будет прямая линия, которую надо продолжить до пересечения с осью ординат (рис. 10.2).

### 10.3. Асинхронный двигатель, имеющий нагрузку на валу. Замена вращающегося ротора неподвижным

С увеличением момента нагрузки на валу скорость вращения ротора асинхронного двигателя снижается, а скольжение растет [см. (10.2)]. При переходе от холостого хода к режиму номинальной нагрузки в серийных асинхронных двигателях снижение скорости вращения ротора невелико. Так, в двигателе с  $2p = 6$  синхронная скорость вращения поля статора (и близкая к ней скорость ротора при холостом ходе)  $n_1 = 60f/p = 60 \cdot 50/3 = 1000$  об/мин. При номинальной нагрузке номинальное скольжение  $s_{ном} = 0,02$ , а скорость вращения ротора  $n_{ном} = n_1(1 - s_{ном}) = 1000(1 - 0,02) = 980$  об/мин.

Одновременно с возрастанием скольжения увеличиваются ЭДС и ток в роторе, а также развиваемый двигателем электромагнитный момент.

Найдем ЭДС в роторе двигателя при различных скольжениях.

Если ротор неподвижен, асинхронный двигатель подобен трансформатору, в котором первичная обмотка — статор, а вторичная — ротор. Тогда  $n = 0$ ,  $s = 1$ ,  $f_2 = f$ . В каждой фазе обмотки неподвижного ротора индуцируется ЭДС

$$E_2 = 4,44f\Phi\omega_2 K_{062}, \quad (10.6)$$

где  $\omega_2$  — число витков в фазе обмотки ротора;  $K_{062}$  — обмоточный коэффициент обмотки ротора.

С разгоном ротора ЭДС будет уменьшаться, так как при любом скольжении она пропорциональна разности скоростей поля статора и ротора:

$$E_{2s} = (n_1 - n)\Phi,$$

или

$$E_{2s} = 4,44f_2\Phi\omega_2 K_{062} = 4,44sf\Phi\omega_2 K_{062} = sE_2. \quad (10.7)$$

Получается, что ЭДС в роторе при любом скольжении равна произведению ЭДС при неподвижном роторе на скольжение.

При любой нагрузке двигателя для фазы обмотки статора справедливо следующее комплексное уравнение второго правила Кирхгофа:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1, \quad (10.8)$$

где  $\dot{E}_1$  — ЭДС, наведенная рабочим потоком;  $\dot{I}_1$  — ток фазы обмотки статора;  $Z_1$  — полное комплексное сопротивление фазы обмотки статора, содержащее активное сопротивление  $r_1$  и индуктивное сопротивление рассеяния  $x_1$ ,  $Z_1 = r_1 + jx_1$ .

Действующее значение ЭДС, наведенной рабочим потоком,

$$E_1 = 4,44f\Phi w_1 K_{о61}. \quad (10.9)$$

Система основных уравнений трансформатора (2.28) включает в себя выражения для первичной и вторичной обмоток. Для вращающегося ротора асинхронного двигателя такую систему уравнений составить нельзя, так как частоты переменных статора и ротора различны, поэтому в теории асинхронных машин вращающийся ротор заменяется эквивалентным неподвижным. При этом не изменяются значение и фаза тока ротора, МДС и создаваемый ею магнитный поток, а также электрические потери в этой обмотке. Все эти величины остаются инвариантными.

Фазе обмотки вращающегося ротора при любом скольжении соответствует уравнение

$$\dot{E}_{2s} = \dot{I}_2 Z_{2s}. \quad (10.10)$$

Полное комплексное сопротивление фазы обмотки ротора  $Z_{2s}$  включает в себя ее активное сопротивление  $r_2$  и индуктивное сопротивление рассеяния  $x_{2s}$ .

Всякое индуктивное сопротивление зависит от частоты, частота  $f_2$  есть функция скольжения ( $f_2 = sf$ ), следовательно,  $x_{2s}$  будет меняться в зависимости от скольжения:

$$Z_{2s} = r_2 + jx_{2s} = r_2 + j2\pi f_2 l_{2\sigma} = r_2 + j2\pi s f l_{2\sigma} = r_2 + jsx_2, \quad (10.11)$$

где  $l_{2\sigma}$  — индуктивность рассеяния обмотки ротора [см. (8.10)];  $x_2$  — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки неподвижного ротора при  $f_2 = f$ .

Из формулы (10.10) с учетом (10.7) и (10.11) можно найти ток вращающегося и неподвижного ротора:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{2s}}{Z_{2s}} = \frac{s\dot{E}_2}{r_2 + jsx_2} = \frac{\dot{E}_2}{r_2/s + jx_2}. \quad (10.12)$$

Из (10.12) видно, что для эквивалентности тока вращающегося и неподвижного роторов активное сопротивление последнего надо поделить на скольжение  $s$ .

При активно-индуктивном сопротивлении обмотки ротора ток  $\dot{I}_2$  отстает по фазе от ЭДС, причем этот фазовый угол не изменяется при переходе от вращающегося ротора к неподвижному.

$$\begin{aligned}\psi_2 &= \operatorname{arctg} \frac{x_{2s}}{r_2} = \operatorname{arctg} \frac{sx_2}{r_2} = \\ &= \operatorname{arctg} \frac{x_2}{r_2/s}. \quad (10.13)\end{aligned}$$

Векторная диаграмма, приведенная на рис. 10.3, соответствует следующим уравнениям:

вращающегося ротора  $\dot{E}_{2s} = \dot{I}_s(r_2 + jx_{2s})$ ;

неподвижного ротора  $\dot{E}_2 = \dot{I}_2(r_2/s + jx_2)$ .

Итак, при замене вращающегося ротора на неподвижный изменилось активное сопротивление цепи его обмотки: было  $r_2$ , стало  $r_2/s$ . Следовательно, в цепь каждой фазы ротора добавилось сопротивление

$$\frac{r_2}{s} - r_2 = \frac{r_2 - sr_2}{s} = r_2 \frac{1-s}{s}. \quad (10.14)$$

Электрические потери в этом добавочном сопротивлении равны (эквивалентны) полной механической мощности на валу реальной вращающейся машины:

$$P_2' = m_2 I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s}, \quad (10.15)$$

где  $m_2$  — число фаз обмотки ротора.

Под полной механической мощностью понимается сумма полезной мощности на валу и мощности механических потерь. При этом электрические потери в самой обмотке ротора не изменятся, так как останутся прежними ток  $I_2$  и ее активное сопротивление  $r_2$ :

$$P_{32} = m_2 I_2^2 r_2. \quad (10.16)$$

#### 10.4. Приведение обмотки ротора к статору

Магнитное поле статора асинхронного двигателя вращается относительно обмотки статора со скоростью  $n_1 = 60f/p$ . В роторе наводится ЭДС и протекает ток с частотой  $f_2 = sf$ . Многофазная обмотка ротора создает свое магнитное поле, вращающееся относительно обмотки ротора со скоростью

$$n_2 = \frac{60f_2}{p} = s \frac{60f}{p} = sn_1.$$

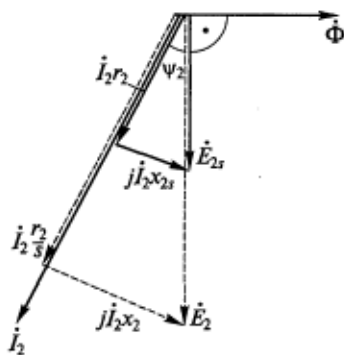


Рис. 10.3. Векторная диаграмма цепи обмотки ротора

Поле ротора вращается относительно его обмотки в ту же сторону, куда сам ротор вращается со скоростью  $n$ , т.е. скорость вращения поля ротора относительно статора с учетом (10.2) можно записать в виде

$$n + n_2 = n + sn_1 = n + n_1 - n = n_1.$$

На основании изложенного можно сделать следующий важный вывод: МДС и магнитные поля статора и ротора взаимно неподвижны. Следовательно, их можно сложить и определить результирующие МДС и поле машины. Таким образом, электромеханическое преобразование энергии, направленное в одну сторону, осуществляется в электрических машинах только за счет взаимодействия взаимно неподвижных полей.

Рассмотрим только основные (первые) пространственные гармоники МДС статора и ротора. По аналогии с рис. 9.1 их можно представить пространственными векторами  $\vec{F}_1$  и  $\vec{F}_2$ . Поскольку токи статора и ротора во времени не совпадают по фазе, между векторами  $\vec{F}_1$  и  $\vec{F}_2$  также будет пространственный сдвиг, т.е. складывать их нужно геометрически:

$$\vec{F}_1 + \vec{F}_2 = \vec{F}_{12}. \quad (10.17)$$

Суммарная МДС  $\vec{F}_{12}$  создает результирующее магнитное поле машины.

Пространственный треугольник векторов МДС (10.17) вращается со скоростью  $n_1$ . Причем при постоянной нагрузке двигателя модули и взаимное расположение этих векторов не изменяются. Ранее было показано, что за один период изменения тока пространственный треугольник совершает один оборот в  $360^\circ$  электрических (см. рис. 9.1). Но если эти МДС изобразить в виде векторов на комплексной временной плоскости, эти векторы будут расположены под теми же углами, что и пространственные, и также поворачиваться относительно оси времени на  $360^\circ$  за один период изменения тока. Это позволяет сделать вывод, что пространственная и временная векторные диаграммы асинхронной машины идентичны, т.е. они полностью совпадают.

В теоретическом анализе и инженерных расчетах для удобства заменяют пространственные векторы временными, т.е. формула (10.17) в этом случае будет иметь вид

$$\vec{F}_1 + \vec{F}_2 = \vec{F}_{12}. \quad (10.18)$$

Из (9.32) и (9.40) можно записать следующие выражения для амплитуд первых гармоник МДС многофазных обмоток:

$$F_1 = \frac{m_1}{2} 1,8 \frac{I_1 w_1 K_{061}}{2p};$$



$$F_2 = \frac{m_2}{2} 1,8 \frac{I_2 w_2 K_{062}}{2p}.$$

Тогда для комплексных величин формулу (10.18) можно записать в виде

$$\frac{m_1}{2} 1,8 \frac{\dot{I}_1 w_1 K_{061}}{2p} + \frac{m_2}{2} 1,8 \frac{\dot{I}_2 w_2 K_{062}}{2p} = \frac{m_1}{2} 1,8 \frac{\dot{I}_{10} w_1 K_{061}}{2p}.$$

Разделив все члены этого выражения на коэффициент при  $\dot{I}_1$ , получим

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 \frac{m_2 w_2 K_{062}}{m_1 w_1 K_{061}} = \dot{I}_{10},$$

или

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_{10}, \quad (10.19)$$

где приведенный ток ротора

$$\dot{I}'_2 = \frac{\dot{I}_2}{k_i}, \quad (10.20)$$

а коэффициент приведения тока ротора

$$k_i = \frac{m_1}{m_2} \frac{w_1 K_{061}}{w_2 K_{062}}. \quad (10.21)$$

Напомним, что в трансформаторах коэффициент приведения зависит только от отношения чисел витков первичной и вторичной обмоток [см. (2.24)]. Коэффициент приведения асинхронных машин включает в себя еще и отношения числа фаз и обмоточных коэффициентов статора и ротора.

Физический смысл приведения обмотки ротора к статору такой же, как у приведения обмоток в трансформаторе (см. подразд. 2.5). При этом аналогично выравниваются числа витков и обмоточные коэффициенты статора и ротора, а инвариантными остаются МДС, мощности и потери в роторе. Отсюда следует, что приведенная ЭДС в фазе обмотки ротора  $E'_2$  равна ЭДС фазы статора  $E_1$  [см. (10.9)]. Причем приводится ЭДС неподвижного ротора [см. (10.6)]:

$$E'_2 = k_u E_2 = E_1,$$

где  $k_u$  — коэффициент приведения напряжения и ЭДС.

Разделив (10.9) на (10.6), получим выражение для определения коэффициента приведения напряжения и ЭДС:

$$k_u = \frac{w_1 K_{061}}{w_2 K_{062}}. \quad (10.22)$$

Обратите внимание, что у асинхронной машины  $k_i \neq k_u$ .

Приведение сопротивлений цепи ротора осуществляется с помощью коэффициента приведения сопротивления:

$$k = k_i k_u = \frac{m_1}{m_2} \frac{w_1^2 K_{об1}^2}{w_2^2 K_{об2}^2}; \quad (10.23)$$

$$r'_2 = k r_2; \quad x'_2 = k x_2; \quad Z'_2 = k Z_2. \quad (10.24)$$

## 10.5. Основные уравнения и векторная диаграмма асинхронной машины

После приведения роторные величины имеют те же порядки, что и статорные. Замена вращающегося ротора на эквивалентный неподвижный позволяет считать их частоты равными частоте сети.

Теперь можно описать асинхронный двигатель единой системой комплексных уравнений.

Основные уравнения асинхронной машины с короткозамкнутым ротором имеют следующий вид:

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_{10};$$

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 (r_1 + jx_1); \quad (10.25)$$

$$\dot{E}'_2 = \dot{I}'_2 Z'_2 = \dot{I}'_2 \left( \frac{r'_2}{s} + jx'_2 \right).$$

Этим уравнениям соответствует векторная диаграмма асинхронного двигателя, приведенная на рис. 10.4.

Порядок ее построения и необходимые пояснения аналогичны приведенным в подразд. 2.6, так как диаграмма асинхронной машины мало отличается от векторной диаграмма трансформатора.

Угол  $\gamma = \psi_1 - \phi_1 < 0$  используется при преобразовании схемы замещения.

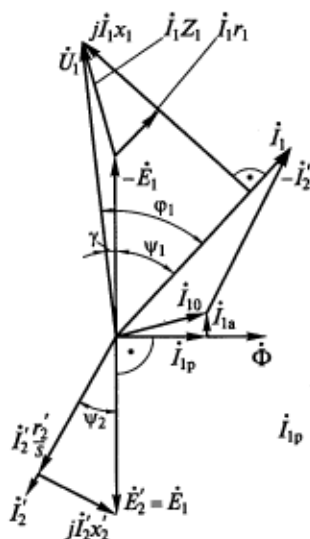


Рис. 10.4. Векторная диаграмма асинхронного двигателя

## 10.6. Схемы замещения асинхронной машины

**Т-образная схема замещения.** Поскольку основные уравнения асинхронной машины (10.25) и трансформатора (2.28) подобны, доказательство существования схемы замещения асинхронной машины аналогично доказательству, приведенному для трансформатора в подразд. 2.7, только здесь дополнительно используется уравнение намагничивающей ветви

$$\dot{E}_1 = \dot{E}'_2 = -j\dot{I}_{1p}x_{12}, \quad (10.26)$$

где  $x_{12}$  — индуктивное сопротивление взаимной индукции обмоток статора и ротора, обусловленное главным магнитным потоком  $\Phi$  в воздушном зазоре машины.

На рис. 10.5, а приведена Т-образная схема замещения асинхронной машины без учета магнитных потерь. Чтобы учесть эти потери, т.е. сделать схему точнее, добавим в нее активное сопротивление  $r_{12}$ , электрические потери в котором от активной составляющей тока холостого хода  $I_{1a}$  будут равны потерям в стали на одну фазу машины. Из этого условия и определяется сопротивление, учитывающее в схеме замещения потери в стали:

$$I_{1a}^2 r_{12} = \frac{E_1^2}{r_{12}} = \frac{P_{\text{ст}}}{m_1},$$

откуда

$$r_{12} = \frac{m_1 E_1^2}{P_{\text{ст}}}. \quad (10.27)$$

Сопротивление  $r_{12}$  подсоединяется параллельно намагничивающей ветви, и напряжение на нем равно  $E_1 = E'_2$  [см. (10.26)].

Магнитные потери в стали  $P_{\text{ст}}$  можно найти расчетным путем или из опыта холостого хода (см. подразд. 10.2). Так как эти потери не зависят от нагрузки, сопротивление  $r_{12}$ , полученное по формуле (10.27), будет справедливым в схеме замещения при любых скольжениях.

Параллельное соединение сопротивлений  $r_{12}$  и  $x_{12}$  в намагничивающей ветви можно преобразовать в последовательное (см. подразд. 2.8) и получить полное сопротивление этой ветви  $Z_0 = r_0 + jx_0$ . Схема замещения асинхронной машины с учетом потерь в стали показана на рис. 10.5, б. В этой схеме активное сопротивление цепи ротора разделено на две части согласно (10.14).

Т-образная схема замещения асинхронной машины аналогична схеме замещения трансформатора, работающего на активную нагрузку. По существу она является математической моделью машины, адекватно отражающей происходящие в ней физические

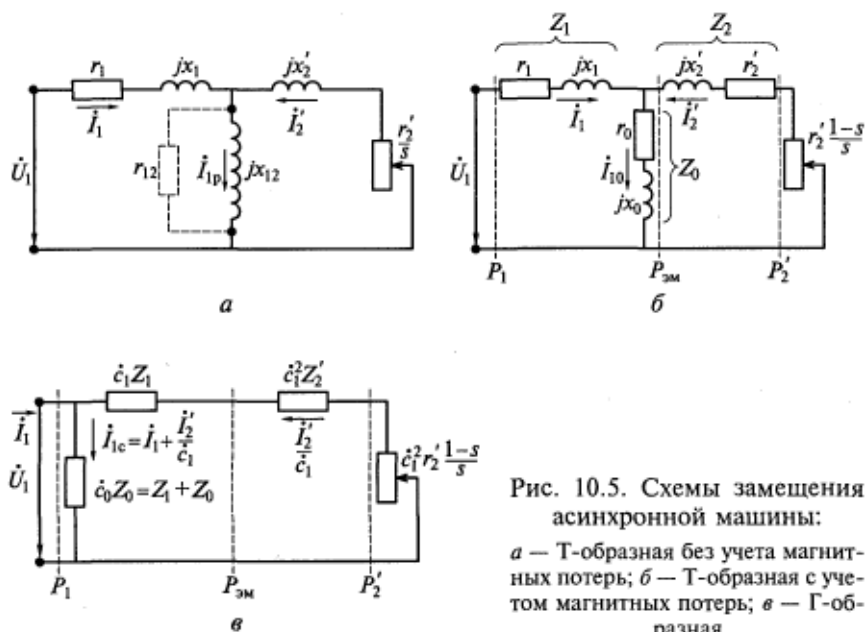


Рис. 10.5. Схемы замещения асинхронной машины:  
 а — Т-образная без учета магнитных потерь; б — Т-образная с учетом магнитных потерь; в — Г-образная

процессы. Такая схема замещения используется при проектировании и исследованиях асинхронных машин. С ее помощью удобно рассчитывать рабочие характеристики этих машин при изменении нагрузки.

Из схем замещения видно, что при идеальном холостом ходе машины, когда  $s = 0$ , в цепи ротора отсутствует ток, т. е.  $I_2' = 0$ . С увеличением момента нагрузки на валу двигателя растет скольжение, увеличиваются токи  $I_2'$  и  $I_1$ , а также падение напряжения на полном сопротивлении обмотки статора  $I_1 Z_1$ . При  $\dot{U}_1 = \text{const}$  это приводит к некоторому снижению ЭДС  $E_1 = E_2'$ , а следовательно, и основного рабочего потока в машине [см. (9.16)]. Однако при нормальных нагрузках двигателей это снижение ЭДС и потока невелико, т. е. их можно считать постоянными во всем диапазоне рабочих скольжений.

Как и в трансформаторах [см. (2.8)], для асинхронных двигателей можно считать справедливой формулу

$$U_1 = 4,44fwK_{061}\Phi. \quad (10.28)$$

**Г-образная схема замещения.** Отмеченную зависимость ЭДС и основного рабочего потока от нагрузки и скольжения двигателя можно устранить, преобразовав Т-образную схему замещения в Г-образную (рис. 10.5, в). Намагничивающая ветвь при этом переносится на входные зажимы, и ток в ней  $I_{1c}$  не зависит от нагрузки двигателя.

В преобразовании используется комплексный коэффициент

$$\dot{c}_1 = c_1 e^{j\gamma} = \frac{Z_1 + Z_0}{Z_0} = 1 + \frac{Z_1}{Z_0}, \quad (10.29)$$

где  $\gamma$  — угол между вектором ЭДС  $-\dot{E}_1$  и вектором напряжения  $\dot{U}_1$  (см. рис. 10.4);  $\gamma < 0$ .

В машинах средней и большой мощности  $\gamma \approx -(1 \dots 3)^\circ$ ,  $c_1 \approx 1,02 \dots 1,06$ , поэтому часто считают этот коэффициент вещественным числом ( $\dot{c}_1 = c_1$ ) и даже равным единице, т. е.  $c_1 = 1$ . В этом случае Г-образная схема замещения асинхронной машины еще более упрощается, что удобно для инженерных расчетов.

## 10.7. Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя, его потери и КПД

Энергетическая диаграмма, приведенная на рис. 10.6, иллюстрирует баланс активных мощностей в асинхронном двигателе.

Потребляемая двигателем из сети активная мощность

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1. \quad (10.30)$$

Электрические потери в обмотке статора

$$P_{1\sigma} = m_1 I_1^2 r_1. \quad (10.31)$$

Магнитные потери в стали статора

$$P_{1\text{ст}} = m_1 I_{1\sigma}^2 r_{12} = m_1 I_{10}^2 r_0 - U_1^2 f^{(1,3 \dots 1,6)}. \quad (10.32)$$

Напомним, что из-за малой частоты изменения магнитного потока потери в стали ротора отсутствуют.

От статора к ротору через воздушный зазор передается электромагнитная мощность  $P_{\text{эм}}$ , которой в схеме замещения на рис. 10.5, б эквивалентны электрические потери на приведенном активном сопротивлении цепи заторможенного ротора  $r_2'/s$ . Представим это сопротивление в виде суммы двух слагаемых [см. (10.14)]:

$$\frac{r_2'}{s} = r_2' + r_2' \frac{1-s}{s}.$$

После приведения число фаз обмотки ротора становится равным числу фаз обмотки статора.

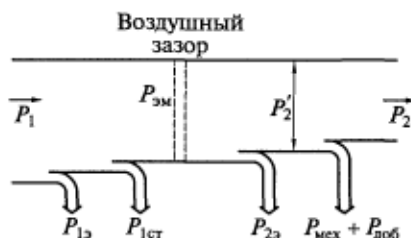


Рис. 10.6. Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя

Умножим все члены последнего выражения на  $m_1(I_2')^2$ :

$$m_1(I_2')^2 \frac{r_2'}{s} = m_1(I_2')^2 r_2' + m_1(I_2')^2 r_2' \frac{1-s}{s}. \quad (10.33)$$

Баланс мощностей в роторной цепи, который наглядно подтверждается схемой замещения на рис. 10.5, б, можно записать

$$P_{эм} = P_{23} + P_2', \quad (10.34)$$

где  $P_{23}$  — электрические потери в обмотке ротора;  $P_2'$  — полная механическая мощность на валу машины [см. (10.15)].

Используя формулы приведения (10.20) и (10.24), нетрудно показать, что

$$P_{23} = m_2 I_2'^2 r_2 = m_1 (I_2')^2 r_2'. \quad (10.35)$$

Также можно убедиться, что полная механическая мощность не изменяется при приведении:

$$P_2' = m_2 I_2'^2 r_2 \frac{1-s}{s} = m_1 (I_2')^2 r_2' \frac{1-s}{s}. \quad (10.36)$$

С учетом обозначений мощностей в (10.34), сравнив первые два члена равенства (10.33), запишем

$$\frac{P_{23}}{s} = P_{эм} \quad \text{или} \quad P_{23} = s P_{эм}. \quad (10.37)$$

Выражение (10.37) показывает, что электрические потери в обмотке ротора асинхронного двигателя прямо пропорциональны скольжению, поэтому  $P_{23}$  часто называют *мощностью скольжения*. Из (10.37) также следует, что работа асинхронного двигателя при больших скольжениях неэкономична и может привести к опасному перегреву обмотки ротора.

Выражения (10.34) и (10.37) позволяют получить еще одну формулу для определения полной механической мощности двигателя:

$$P_2' = P_{эм} - P_{23} = P_{эм} - s P_{эм} = (1-s) P_{эм}. \quad (10.38)$$

Добавочные потери в асинхронных машинах возникают из-за пульсаций потока вследствие зубчатости статора и ротора, а также вызываются потоками высших гармоник и некоторыми технологическими факторами. Вследствие трудности их расчета ГОСТ 25941—83 предлагает считать при номинальном токе статора  $I_{1ном}$  добавочные потери  $P_{доб}$  приблизительно равными  $0,005 P_1$ .

Согласно энергетической диаграмме, показанной на рис. 10.6, полезная механическая мощность двигателя

$$P_2 = P_2' - (P_{мех} + P_{доб}). \quad (10.39)$$

Коэффициентом полезного действия электродвигателя называется отношение полезной механической мощности на его валу к электрической мощности, потребляемой из сети:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \sum P}{P_1} = 1 - \frac{\sum P}{P_1}, \quad (10.40)$$

где  $\sum P$  — суммарные потери мощности в электродвигателе.

Формула (10.40) более удобна для расчетов, так как не включает в себя механическую мощность на валу, точность измерения которой, как правило, ниже, чем электрической мощности и потерь. У серийных асинхронных двигателей с  $P_{2ном} = 1 \dots 1000$  кВт  $\eta = 0,72 \dots 0,95$ .

На схемах замещения, показанных на рис. 10.5, б, в, отмечены мощности  $P_1$ ,  $P_{эм}$  и  $P_2$ .

## 10.8. Реактивная мощность в асинхронном двигателе

В подразд. 2.2 было показано, что магнитный поток в трансформаторе всегда создается реактивным током, для чего нужна реактивная мощность. Физический процесс возбуждения асинхронного двигателя, т.е. образования в нем магнитного поля, такой же, как в трансформаторе, и, следовательно, тоже требует наличия реактивного намагничивающего тока.

Реактивная мощность, которую асинхронный двигатель забирает из сети для создания рабочего магнитного потока и потоков рассеяния,

$$Q_1 = m_1 U_1 I_1 \sin \varphi_1. \quad (10.41)$$

Произведение полного тока статора  $I_1$  на  $\sin \varphi_1$  как раз и является реактивной составляющей этого тока. Намагничивающим током машины называется геометрическая сумма (т.е. арифметическая разность) реактивных составляющих токов статора и ротора (см. рис. 10.4).

Из-за наличия воздушного зазора между статором и ротором намагничивающий ток в асинхронном двигателе значительно больше, чем в трансформаторе. Это легко объясняется законом Ома для магнитной цепи [см. (9.17)]. Ведь с увеличением зазора растет его магнитное сопротивление, и для получения требуемого магнитного потока надо увеличивать МДС обмотки, т.е. намагничивающий ток.

Следовательно, асинхронные двигатели с большим числом полюсов имеют меньший  $\cos \varphi_1$ , так как рабочий поток в машине пересекает воздушный зазор  $2p$  раз. Максимальное число полю-

сов у серийных двигателей составляет  $2p = 12$ , несмотря на то что потребность в машинах с большим числом полюсов, конечно же, существует. Дело в том, что дальнейшее увеличение числа полюсов машины ведет к недопустимому росту ее намагничивающего тока и снижению  $\cos \varphi_1$ .

Это подтверждает и формула (10.41). Если  $Q_1$  растет, увеличиваются  $\sin \varphi_1$  и  $\varphi_1$ , а  $\cos \varphi_1$  падает.

Векторная диаграмма асинхронного двигателя (см. рис. 10.4) также показывает, что чем больше намагничивающий ток, т.е. реактивная составляющая тока холостого хода, тем ниже коэффициент мощности асинхронного двигателя в любом режиме. Следовательно, при номинальной нагрузке  $\cos \varphi_1$  в асинхронных двигателях ниже, чем в трансформаторах, и равен приблизительно  $0,7 \dots 0,95$ . Со снижением нагрузки на валу  $\cos \varphi_1$  падает до значения, соответствующего холостому ходу ( $\cos \varphi_0 = 0,1 \dots 0,15$ ).

Наибольшая часть потребляемой реактивной мощности идет на создание основного (рабочего) магнитного потока в воздушном зазоре двигателя. В соответствии со схемами замещения, показанными на рис. 10.5,

$$Q_{12} = m_1 E_1 I_{1p} = m_1 I_{1p}^2 x_{12} = m_1 I_{10}^2 x_0.$$

На создание потоков рассеяния обмоток статора и ротора соответственно расходуются реактивные мощности

$$q_1 = m_1 I_1^2 x_1;$$

$$q_2 = m_2 I_2^2 x_2 = m_1 (I_2')^2 x_2'.$$

Уравнение баланса реактивных мощностей в асинхронном двигателе имеет вид

$$Q_1 = Q_{12} + q_1 + q_2.$$

На основании изложенного понятно, почему в асинхронных машинах воздушный зазор между статором и ротором делают минимально возможным.

КПД и  $\cos \varphi_1$  являются энергетическими показателями асинхронного двигателя и в значительной степени определяют количество электроэнергии, которую он потребляет за время эксплуатации, т.е. энергетические показатели определяют экономичность и потребительский уровень качества асинхронных двигателей. Даже незначительное повышение энергетических показателей может обеспечить существенный экономический эффект, хотя бы потому, что асинхронные двигатели потребляют около 40 % всей вырабатываемой электроэнергии. Этим объясняется большое внимание, уделяемое в настоящее время различным методам компенсации реактивной мощности в асинхронных двигателях и созданию высокоэффективных машин с повышенным КПД.



## Контрольные вопросы

1. Поясните принцип действия асинхронного двигателя.
2. Что такое скольжение и почему двигатель называется асинхронным?
3. Как осуществляется разделение потерь холостого хода на составляющие?
4. Для чего вращающийся ротор асинхронного двигателя заменяют неподвижным и как это делается?
5. Чем формулы приведения переменных и параметров ротора отличаются от формул приведения вторичной обмотки трансформатора?
6. Нарисуйте схему замещения асинхронной машины и назовите ее параметры.
7. Назовите все потери мощности в асинхронном двигателе и причины их возникновения.
8. Как потери в обмотке ротора асинхронной машины зависят от скольжения и почему работа асинхронного двигателя при больших скольжениях неэкономична?
9. Почему с увеличением воздушного зазора между статором и ротором асинхронного двигателя возрастает его намагничивающий ток и снижается  $\cos \varphi_1$ ?

### 11.1. Электромагнитный момент и механическая характеристика асинхронного двигателя

Прежде всего установим связь между основными механическими величинами на валу двигателя: полезной механической мощностью  $P_2$  (Вт), моментом полезной силы  $M$  (Н·м, Дж, Вт·с) и угловой скоростью (частотой) вращения ротора  $\omega_p$  (рад/с). Момент полезной силы обозначается тем же символом  $M$ , что и электромагнитный момент, потому что различаются они на весьма малую величину — момент холостого хода (см. подразд. 10.2). Если последним пренебречь, то мощность  $P_2$  будет равна мощности  $P'_2$ , так как  $P_{\text{мех}} + P_{\text{доб}} = 0$  (см. рис. 10.6).

Основные механические величины связаны следующей зависимостью:

$$M = \frac{P_2}{\omega_p}. \quad (11.1)$$

Многие устройства для измерения момента градуируются в килограмм-сила-метрах, а приборы для измерения скорости вращения — тахометры\* — в оборотах в минуту. Напомним, что  $1 \text{ кгс} \cdot \text{м} = 9,81 \text{ Н} \cdot \text{м}$ . С учетом этого и формулы (10.4) выражение для момента, кгс·м, можно записать в виде

$$M = \frac{60}{2\pi \cdot 9,81} \frac{P_2}{n} = \frac{1}{1,028} \frac{P_2}{n} = 0,975 \frac{P_2}{n}. \quad (11.2)$$

В расчетной практике используют и следующую форму записи:

$$\frac{P_2}{[\text{Вт}]} = 1,028 \cdot \frac{M}{[\text{кгс} \cdot \text{м}]} \cdot \frac{n}{[\text{об/мин}]} = M \cdot n. \quad (11.3)$$

Зависимость момента асинхронного двигателя от скольжения называется его *механической характеристикой*. В основном механические характеристики электродвигателей аналитически описывают и графически изображают как момент в функции скорости вращения ротора или, чаще всего, как зависимость скорости ротора от момента нагрузки на валу.

Найдем связь электромагнитного момента и скольжения — аналитическое выражение механической характеристики асинх-

\* Тахометр (от гр. *tachos* — скорость + метр).

ронной машины  $M=f(s)$ . Поскольку часть этого момента идет на преодоление трения и добавочных потерь, он пропорционален полной механической мощности на валу [см. (10.36)]:

$$M = \frac{P_2'}{\omega_p} = \frac{pP_2'}{(1-s)\omega} = \frac{pm_1(I_2')^2 r_2'(1-s)}{(1-s)\omega s} = \frac{pm_1}{\omega} (I_2')^2 \frac{r_2'}{s}. \quad (11.4)$$

В (11.4) использовано определение скольжения через угловые скорости вращения:

$$s = \frac{\omega/p - \omega_p}{\omega/p} = \frac{\omega - p\omega_p}{\omega} = 1 - \frac{p\omega_p}{\omega}, \quad (11.5)$$

откуда

$$\omega_p = \frac{(1-s)\omega}{p},$$

где  $\omega = 2\pi f$  — угловая частота сети;  $\omega/p$  — синхронная скорость вращения поля статора.

Рассмотрим правую ветвь Г-образной схемы замещения, представленной на рис. 10.5, в. Приняв  $\dot{c}_1 = c_1$  и  $\gamma = 0$ , получим выражение для определения действующего значения тока ротора:

$$\frac{I_2'}{c_1} = \frac{U_1}{\sqrt{\left(c_1 r_1 + c_1^2 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (c_1 x_1 + c_1^2 x_2')^2}}.$$

Если в этом выражении вынести за скобки в знаменателе  $c_1^2$ , а из под знака корня —  $c_1$  и сократить его левую и правую части, будем иметь

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + c_1 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}}.$$

Подставив выражение для тока  $I_2'$  в формулу (11.4), получим аналитическое выражение механической характеристики асинхронной машины:

$$M = \frac{pm_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\omega \left[ \left( r_1 + c_1 \frac{r_2'}{s} \right)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2 \right]}. \quad (11.6)$$

Рассчитывается и строится механическая характеристика обычно при  $U_1 = \text{const}$  и  $f = \text{const}$  (рис. 11.1). Ее характерными точками

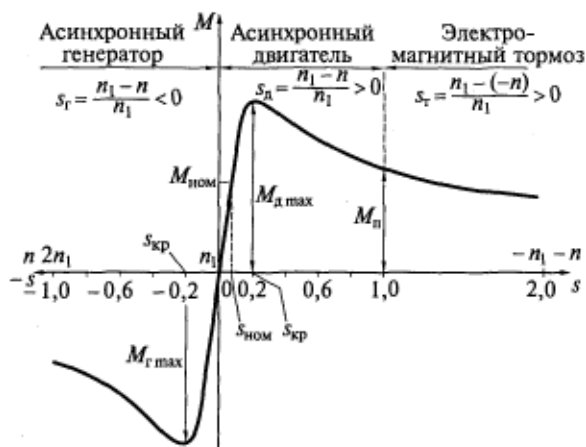


Рис. 11.1. Механическая характеристика асинхронной машины

являются:  $M_n$  — пусковой момент при  $s = 1$ ,  $n = 0$  (эту точку называют еще точкой короткого замыкания);  $M_{мах}$  — максимальный (критический) момент при критическом скольжении  $s_{кр}$ ;  $M_{ном}$  — номинальный момент при номинальном скольжении  $s_{ном}$ ; точка идеального холостого хода с координатами  $M = 0$ ,  $s = 0$ .

На механической характеристике имеются три зоны, соответствующие трем возможным режимам работы асинхронной машины:

- зона асинхронного двигателя, в которой ротор вращается медленнее поля статора ( $n < n_1$ ,  $0 < s \leq 1$ );
- зона асинхронного генератора, в которой ротор вращается приводным двигателем быстрее поля статора в ту же сторону ( $n > n_1$ ,  $0 \geq s > -\infty$ );
- зона электромагнитного тормоза, в которой ротор вращается навстречу полю статора внешним источником механической мощности ( $1 < s < \infty$ ).

Основным, конечно, является режим двигателя.

На рис. 11.1 шкала скорости вращения ротора  $n$  соответствует шкале скольжения  $s$ .

Отметим, что механическая характеристика асинхронного двигателя пересекается с осью абсцисс только в начале координат, а ее правая и левая ветви асимптотически приближаются к оси абсцисс при стремлении скольжения соответственно к  $+\infty$  и  $-\infty$ .

Обратим внимание на следующие важные особенности механической характеристики:

- момент  $M \sim U_1^2$ , т. е. асинхронный двигатель весьма чувствителен к колебаниям напряжения питающей сети;
- момент  $M$  уменьшается с увеличением частоты  $f$  питающего напряжения, причем в знаменателе формулы (11.6) эта частота

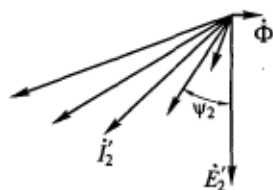


Рис. 11.2. Векторная диаграмма тока ротора асинхронного двигателя при изменении нагрузки на валу

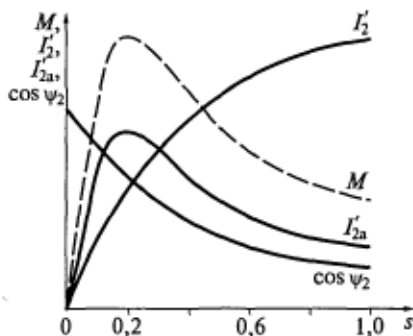


Рис. 11.3. Пояснение формы механической характеристики асинхронного двигателя

входит в скорость вращения  $\omega = 2\pi f$  и индуктивные сопротивления рассеяния обмоток статора и ротора. Это следует иметь в виду, когда асинхронный двигатель в целях обеспечения регулирования скорости вращения питается от источника переменной частоты;

- зависимость момента  $M$  от параметров (сопротивлений), что можно использовать для формирования требуемой механической характеристики при проектировании асинхронного двигателя.

Поясним характер кривой  $M(s)$  в двигательном режиме работы. Если увеличивать момент нагрузки, начиная с точки холостого хода, скольжение  $s$  будет расти. При этом согласно (10.12) и (10.13) будут возрастать ток ротора  $I_2$  и его фазовый угол  $\psi_2$ , а  $\cos \psi_2$  будет уменьшаться. Причем ток ротора будет становиться все более индуктивным, а его активная составляющая сначала будет увеличиваться, а затем начнет уменьшаться (рис. 11.2) несмотря на рост общего тока  $I_2$ .

Как следует из принципа действия асинхронного двигателя, и это можно доказать аналитически, его электромагнитный момент пропорционален произведению рабочего потока  $\Phi$  и активной составляющей тока ротора  $I_{2a}$ :

$$M = c_M \Phi I_2 \cos \psi_2 = c_M \Phi I_{2a}, \quad (11.7)$$

где  $c_M$  — коэффициент момента.

Построив вместе эти зависимости (рис. 11.3), убедимся, что при  $\Phi = \text{const}$  характер кривой  $M(s)$  определяется графиком  $I_{2a}(s)$ .

**Максимальный (критический) момент.** Для определения положения экстремальных точек функции (11.6) приравняем нулю ее производную ( $dM/ds = 0$ ). Решением этого алгебраического квадратного уравнения будут два корня — скольжение при максимальном моменте (критическое скольжение) в двигательном и генераторном режимах:

$$s_{\text{кр}} = \pm \frac{c_1 r_1'}{\sqrt{r_1'^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}}. \quad (11.8)$$

Точка критического скольжения на механической характеристике разграничивает области устойчивой (слева) и неустойчивой (справа) работы двигателя.

Подставив (11.8) в (11.6), получим формулу для определения максимального момента:

$$M_{\text{max}} = \pm \frac{pm_1 U_1^2}{2c_1 \omega \left[ \pm r_1 + \sqrt{r_1'^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2} \right]}. \quad (11.9)$$

В выражениях (11.8) и (11.9) знак плюс относится к режиму двигателя, а знак минус — к режиму генератора, т. е. в генераторном режиме максимальный момент несколько больше, чем в двигательном.

Асинхронные двигатели всегда рассчитываются на номинальный момент нагрузки, который меньше максимального. Отношение этих моментов  $K_{\text{max}}$  называется кратностью максимального момента и характеризует перегрузочную способность асинхронного двигателя. Стандартом устанавливается следующее требование:

$$K_{\text{max}} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{ном}}} \geq 1,8.$$

В некоторых специальных двигателях значение  $K_{\text{max}}$  достигает 3,0.

Из анализа формул (11.8) и (11.9) можно сделать следующие важные выводы.

1. Критическое скольжение  $s_{\text{кр}}$  является линейной функцией активного сопротивления цепи обмотки ротора  $r_2'$ .

2. Значение максимального момента  $M_{\text{max}}$  не зависит от сопротивления  $r_2'$ .

3. Максимальный момент  $M_{\text{max}}$  и перегрузочная способность  $K_{\text{max}}$  асинхронного двигателя обратно пропорциональны индуктивным сопротивлениям рассеяния обмоток статора  $x_1$  и ротора  $x_2'$ .

4. Максимальный момент  $M_{\text{max}}$ , как и момент при любом скольжении, пропорционален  $U_1^2$ , т. е. при понижении напряжения питания падает перегрузочная способность двигателя.

**Пусковой момент.** Чтобы определить момент, развиваемый двигателем при пуске в первый момент после включения его в сеть, подставим  $s = 1$  в формулу (11.6). В результате получим

$$M_n = \frac{pm_1 U_1^2 r_2'}{\omega \left[ (r_1 + c_1 r_2')^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2 \right]}. \quad (11.10)$$

Приведем выражение для модуля сопротивления короткого замыкания и его составляющих:

$$z_k^2 = (r_1 + c_1 r_2')^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2 = r_k^2 + x_k^2. \quad (11.11)$$

Тогда

$$M_n = \frac{pm_1 U_1^2 r_2'}{\omega z_k^2} = \frac{pm_1}{\omega} I_n^2 r_2', \quad (11.12)$$

где  $I_n$  — пусковой ток в обмотке статора при  $s = 1$ .

Из (11.12) следует, что пусковой момент  $M_n$  пропорционален квадрату пускового тока. Кроме того, пусковой момент при необходимости можно увеличить или за счет увеличения сопротивления короткозамкнутой обмотки типа беличьей клетки, или путем добавления активного сопротивления в цепь фазного ротора.

По стандарту требуется, чтобы асинхронный двигатель запускался при номинальной нагрузке, т. е. должно выполняться следующее условие: кратность его пускового момента  $K_n = M_n / M_{ном} \geq 1,0$ .

## 11.2. Реостатный пуск асинхронного двигателя с фазным ротором

Асинхронные двигатели с фазным ротором имеют контактные кольца на роторе и неподвижные щетки, закрепленные на корпусе, для обеспечения возможности соединения через этот скользящий контакт вращающейся обмотки с внешними цепями. Это бывает необходимо в следующих случаях.

1. Включение в цепь ротора пускового реостата для ограничения токов при пуске и увеличения пускового момента [см. (11.10), (11.12)].

2. Включение в цепь ротора регулировочного реостата, предназначенного для регулирования скорости вращения ротора.

3. Подача питания в обмотку ротора в режиме так называемой машины двойного питания.

4. Снятие с обмотки ротора напряжения другой частоты  $f_2$ , отличающейся от подаваемой на статор. Это делается в электромашинных преобразователях частоты и схемах электромеханических каскадов.

Рассмотрим случай реостатного пуска двигателя.

Реостат имеет несколько ступеней сопротивлений, переключаемых вручную или автоматически. Расчет и настройка значений этих ступеней сопротивлений должны обеспечивать изменение момента в процессе пуска от  $M_{max}$  до  $M_{min}$ , а ток ротора — от  $I_{2max}$  до  $I_{2min}$  (рис. 11.4). Команду на очередное переключение сопротивлений удобнее всего подавать с помощью токового реле в зависимости от значения  $I_2$ .

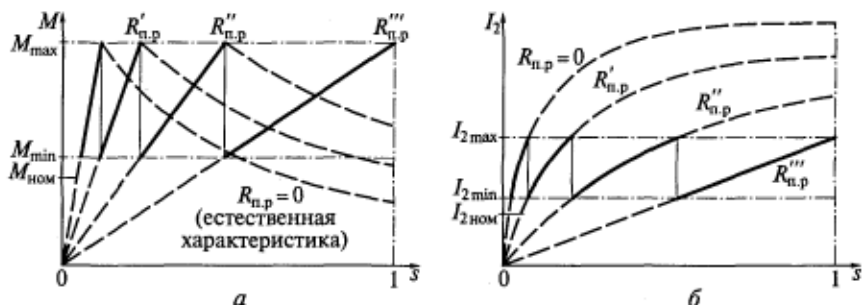


Рис. 11.4. Изменение момента (а) и тока ротора (б) при реостатном пуске асинхронного двигателя ( $R''_{н.р.} > R'_{н.р.} > R_{н.р.}$ )

Идею реостатного пуска наглядно объясняют формулы (11.10) и (11.12).

При пуске сопротивление пускового реостата  $R_{н.р.}$  складывается с собственным активным сопротивлением обмотки ротора  $r'_2$ . Значение максимального момента при этом не изменяется, так как не зависит от активного сопротивления роторной цепи [см. (11.9)], но смещается вправо по оси скольжения (см. рис. 11.4, а). Это объясняется тем, что критическое скольжение растет при увеличении активного сопротивления ротора [см. (11.8)]. По этой же причине растет пусковой момент  $M_n$  [см. (11.12)], однако его значение не может превысить максимальный момент  $M_{max}$ . Если продолжать увеличение сопротивления в роторе сверх  $R_{n.p.} = R'''_{н.р.}$ , то  $s_{кр}$  станет больше 1 и пусковой момент начнет падать.

При увеличении сопротивления роторной цепи пусковой ток уменьшается, что, конечно же, благоприятно для обмотки и щеточного контакта [см. рис. 11.4, б и формулы (11.11) и (11.12)].

Пуск начинается с самым большим сопротивлением  $R'''_{н.р.}$ . При увеличении скорости вращения ротора скольжение, момент и ток ротора уменьшаются. Когда ток достигает значения  $I_{2min}$ , подается команда на переключение пускового реостата на следующую ступень сопротивления  $R''_{н.р.}$ ; при этом двигатель переходит на другую механическую характеристику и т. д.

По окончании процесса пуска пусковой реостат выводится из работы, обмотка ротора замыкается накоротко и машина работает по кривой  $R_{н.р.} = 0$ , которая называется естественной механической характеристикой. Остальные характеристики называются реостатными.

Траектории изменения  $M$  и  $I_2$  при пуске на рис. 11.4 показаны сплошной линией.

Достоинствами реостатного пуска являются:

возможность получения больших пусковых моментов, т. е. пуск двигателя при значительных нагрузках;



нормальные потери мощности при пуске, так как токи ротора и статора не превышают заданных пределов.

### 11.3. Приближенная формула для расчета момента асинхронных двигателей мощностью десятки—сотни киловатт. Формула Клосса

Для двигателей мощностью десятки—сотни киловатт существует упрощенная аналитическая зависимость момента от скольжения. Для ее получения принимаются следующие допущения:  $\dot{c}_1 = c_1 = 1$ ;  $r_1 \approx 0$ . Пренебречь активным сопротивлением обмотки статора позволяет то, что для машин такой мощности справедливо неравенство  $r_1 \ll x_k$  [см. (11.11)].

С учетом этих допущений формулы (11.6) и (11.8) будут иметь следующий вид:

$$M = \frac{pm_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\omega \left[ \left( \frac{r_2'}{s} \right)^2 + x_k^2 \right]}; \quad s_{кр} = \frac{r_2'}{x_k}. \quad (11.13)$$

Формула максимального момента (11.9) примет вид

$$M_{\max} = \frac{pm_1 U_1^2}{2\omega x_k}.$$

Возьмем отношение

$$\frac{M}{M_{\max}} = \frac{\frac{r_2'}{s} 2x_k}{\left( \frac{r_2'}{s} \right)^2 + x_k^2} = \frac{2x_k}{\frac{r_2'}{s} + \frac{x_k^2 s}{r_2'}} = \frac{2}{\frac{r_2'}{x_k s} + \frac{x_k s}{r_2'}}$$

подставив в которое  $s_{кр}$  из (11.13), получим формулу Клосса

$$\frac{M}{M_{\max}} = \frac{2}{\frac{s_{кр}}{s} + \frac{s}{s_{кр}}}. \quad (11.14)$$

Практическая польза этой формулы состоит в том, что по ней можно построить механическую характеристику, имея об асинхронном двигателе лишь информацию, приведенную в справочной литературе. Так как кратность максимального момента  $M_{\max}/M_{\text{ном}}$  там указывается, можно использовать (11.14) для точки номинального режима. Для этого по известному числу полюсов  $2p$  найдем синхронную скорость вращения поля статора  $n_1$  [см. (9.1)],

а по заданной номинальной скорости — номинальное скольжение  $s_{\text{ном}}$  [см. (10.2)].

Теперь в формуле (11.14) не известна только одна величина —  $s_{\text{кр}}$ . Определив ее, можно строить механическую характеристику асинхронного двигателя во всем диапазоне скольжений от 0 до 1. Кстати, кратность пускового момента  $M_{\text{п}}/M_{\text{ном}}$  тоже приводится в справочной литературе.

Механическая характеристика необходима при разработке электрического привода машин и механизмов.

#### 11.4. Процесс пуска и условия устойчивой работы асинхронного двигателя

В практике эксплуатации асинхронный двигатель обычно включается сразу на номинальное напряжение сети. При этом токи в его обмотках устанавливаются не сразу, так как они имеют индуктивности. В электродвигателях различают электромагнитный и механический переходные процессы. Так как электромагнитный процесс заканчивается (токи устанавливаются) прежде, чем скорость вращения ротора успевает существенно измениться, процесс пуска можно рассматривать по статической механической характеристике, хотя существует и динамическая\* механическая характеристика асинхронного двигателя, значительно от нее отличающаяся.

Электромагнитный момент, развиваемый двигателем при пуске, преодолевает момент нагрузки (сопротивления) производственного механизма  $M_c$  (часто называемый статическим моментом нагрузки) и динамический момент  $M_d$ , связанный с изменением угловой скорости вращения ротора  $\omega_p$ , т.е. с наличием ускорения:

$$M = M_c + M_d = M_c + J \frac{d\omega_p}{dt}, \quad (11.15)$$

где  $J$  — суммарный момент инерции ротора, кинематических звеньев (муфты, редуктора и т.п.) и нагрузочного механизма.

Следовательно, угловое ускорение ротора

$$\frac{d\omega_p}{dt} = \frac{M - M_c}{J}. \quad (11.16)$$

Существует множество разновидностей нагрузочных характеристик, т.е. зависимостей  $M_c(s)$ . На рис. 11.5 для примера изобра-

\* Динамика (от гр. *dynamis* — сила) — раздел механики, в котором изучается движение тел под действием приложенных к ним сил.

жена кривая момента сопротивления  $M'_c$  так называемой вентиляторной нагрузки (присущая вентиляторам, компрессорам, насосам, гребным винтам и т. п.), близкая к параболе. После включения двигателя в сеть при  $s = 1$  ротор начнет вращаться, только если  $M_n > M_c$  и будет разгоняться за счет разности (на рисунке заштрихована)

$$M - M'_c = M_n > 0,$$

т. е. пока ускорение (11.16) положительно. В точке 1 графика наступает устойчивое равновесие,

т. е.  $d\omega_p/dt = 0$ , следовательно,  $\omega_p = \text{const}$  — разгон прекращается.

Точка 1 называется точкой устойчивой работы двигателя, так как при любом случайном колебании  $s$  или  $M_c$  ротор возвращается к скольжению  $s_1$ , в чем нетрудно убедиться.

Если же график нагрузки имеет вид  $M'_c$ , у него есть две точки пересечения с механической характеристикой двигателя: устойчивая точка 1 и неустойчивая точка 2, в которой любое случайное колебание величин  $s$  или  $M_c$  приводит к остановке двигателя.

Критерием устойчивой работы асинхронного двигателя в любой точке является выполнение условия

$$\frac{dM}{ds} > \frac{dM_c}{ds}. \quad (11.17)$$

В противном случае работа двигателя неустойчива.

## 11.5. Влияние высших пространственных гармоник магнитного поля на процесс пуска асинхронного двигателя

В конструкции асинхронных двигателей используются все способы борьбы с высшими пространственными гармониками магнитного поля, описанные в подразд. 9.4. Целесообразность такой борьбы очевидна по следующим причинам:

созданные высшими гармониками поля пульсирующие силы и знакопеременные моменты вызывают повышенные вибрации и шум асинхронных двигателей;

наведенные высшими гармониками поля ЭДС и токи являются причиной появления добавочных потерь в проводниках обмоток и магнитопроводах;

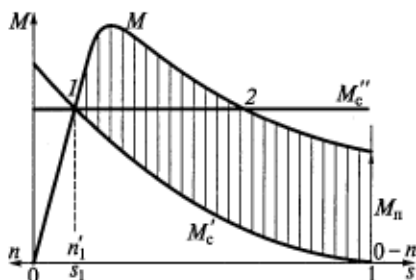


Рис. 11.5. График, характеризующий устойчивость работы асинхронного двигателя:

1 — точка устойчивой работы; 2 — точка неустойчивой работы

наличие высших гармоник поля в воздушном зазоре затрудняет пуск двигателя.

Остановимся подробнее на последнем явлении.

С учетом (9.27) найдем скольжение ротора по отношению к  $v$ -й гармонике поля статора:

$$s_v = \frac{n_v \pm n}{n_v} = 1 \pm \frac{n}{n_v} = 1 \pm \frac{n_1(1-s)}{n_1/v} = 1 \pm v(1-s). \quad (11.18)$$

В (11.18) знак минус относится к прямовращающимся гармоникам, а знак плюс — к обратновращающимся.

Частоту ЭДС, наводимой  $v$ -й гармоникой в обмотке ротора, аналогично (10.3) можно записать в виде

$$f_{2v} = s_v f = f[1 \pm v(1-s)]. \quad (11.19)$$

При высоких частотах ЭДС и токов в стержнях короткозамкнутого ротора будет сильно проявляться вытеснение тока (см. подразд. 11.8).

Высшие пространственные гармоники магнитного поля создают в асинхронных двигателях асинхронные и синхронные моменты. Асинхронные моменты имеют место при любом скольжении ротора, а синхронные — только при каком-то определенном скольжении. Физические причины возникновения асинхронных и синхронных моментов от высших гармоник поясняет диаграмма, приведенная на рис. 11.6.

Представим, что в спектре магнитного поля, созданного обмоткой статора в воздушном зазоре, присутствуют две пространственные гармоники — 1-я  $B_{c1}$  и 7-я  $B_{c7}$ . Каждая из них наводит ЭДС и вызывает ток в обмотке ротора, у которой пространственное распределение МДС  $F_p(x)$  тоже несинусоидальное. Гармоники МДС ротора создают пространственные гармоники индукции поля тех же порядков. От взаимодействия гармоники  $B_{p1}$  и вызвавшей ее гармоники  $B_{c1}$  образуется асинхронный момент  $M_{ac1}$ . Но гармоника  $B_{c1}$  является также перво-

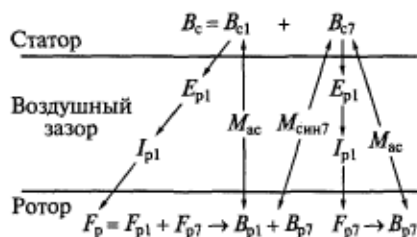


Рис. 11.6. Диаграмма возникновения асинхронных и синхронных моментов от высших пространственных гармоник

причиной появления в магнитном поле ротора гармоники  $B_{p7}$ , от взаимодействия которой со статорной гармоникой  $B_{c7}$  возникает синхронный момент  $M_{син7}$ .

Очевидно, что пространственная гармоника поля ротора, вызванная гармоникой поля статора того же порядка, будет взаимодействовать с ней при любом скольжении ротора, создавая асинхронный момент  $M_{ac7}$ . А вот

гармоника поля ротора, вызванная статорной гармоникой другого порядка, вступает во взаимодействие с соответствующей статорной гармоникой только при одном определенном скольжении ротора, образуя синхронный момент.

Теперь рассмотрим механическую характеристику асинхронного двигателя, имеющего в магнитном поле 1-ю и 7-ю гармоники, вращающиеся в одну сторону. Для асинхронных моментов она представляет собой кривую, соответствующую сумме двух кривых:  $M = M_{ac1} + M_{ac7}$  (рис. 11.7). Когда ротор вращается синхронно с полем 7-й гармоники, в соответствии с (9.27) его скорость

$$n = n_1/7, \text{ а в соответствии с (11.18) скольжение } s_7 = \frac{n_1 - n_1/7}{n_1} = \frac{6}{7}.$$

Это и будет точка синхронного режима работы на механической характеристике  $M_{ac7}(s)$ , которая по форме не будет отличаться от кривой  $M_{ac1}(s)$ . Правая часть этой характеристики при  $\frac{6}{7} < s \leq 1$  соответствует режиму двигателя, а левая часть при  $0 \geq s \geq \frac{6}{7}$  — режиму генератора.

Пусть, например, нагрузка двигателя будет постоянной  $M_c(s) = \text{const}$ . Тогда при  $M_{ac7} = 0$  он после пуска будет устойчиво работать в точке 1. Если существует и сильно проявляется момент 7-й гармоники, двигатель при пуске как бы застрянет в точке 2, так как она удовлетворяет критерию устойчивой работы (11.17).

Для основной гармоники магнитного поля скольжение в точке 2 очень большое, при нем велики потери в роторе [см. (10.37)], двигатель быстро перегревается. Следовательно, с такой механической характеристикой он не пригоден для эксплуатации.

Синхронные моменты возникают при взаимодействии гармонических составляющих магнитных полей статора и ротора одинаковых порядков, но не обуславливающих друг друга, т.е. роторная гармоника не вызвана соответствующей статорной гармоникой, а возникла, например, за счет зубчатости ротора (см. рис. 11.6). Эти гармоники взаимодействуют и создают момент только при той

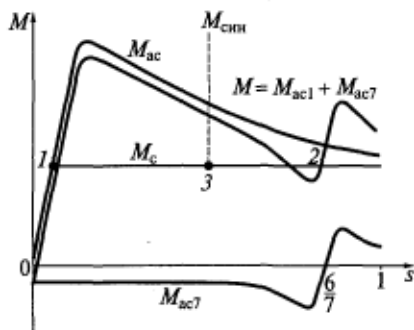


Рис. 11.7. Механическая характеристика асинхронного двигателя при наличии 1-й и 7-й гармоник магнитного поля:

1 — точка устойчивой работы при отсутствии высших гармоник; 2 — точка застревания из-за момента 7-й гармоники; 3 — точка застревания из-за синхронного момента

скорости вращения ротора, при которой они оказываются взаимно неподвижными. По этой причине графиком  $M_{\text{син}}$  от какой-либо гармоники является штриховая вертикальная линия, показывающая диапазон возможных значений синхронного момента при определенном значении скольжения (см. рис. 11.7).

Синхронный момент тоже может вызвать застревание ротора в точке  $3$  при пуске.

Теоретический анализ и опыт эксплуатации асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором показывают, что наибольшие по значению, а следовательно, наиболее опасные по влиянию на их рабочие свойства асинхронные и синхронные моменты возникают из-за пространственных гармоник поля следующих зубцовых порядков:

$$v_z = \frac{Z_{1,2}}{p} \pm 1, \quad (11.20)$$

где  $Z_{1,2}$  — число пазов соответственно статора и ротора. (Знак плюс относится к прямовращающимся гармоникам, а знак минус — к обратновращающимся.)

В создании этих гармоник и паразитных моментов решающую роль играет соотношение чисел пазов статора и ротора. Особенно вредно равенство этих величин, поэтому оно никогда не встречается в конструкции асинхронных двигателей. В методиках по проектированию двигателей всегда даются рекомендации по выбору допустимых значений и соотношений  $Z_1$  и  $Z_2$ , рациональных с точки зрения минимальной вероятности возникновения моментов от высших пространственных гармоник магнитного поля зубцовых порядков.

В асинхронных двигателях с фазным ротором влияние моментов высших гармоник на пуск легко устраняется включением пускового реостата в цепь обмотки ротора. Увеличивающийся при этом пусковой момент (см. подразд. 11.2) позволяет преодолевать провалы в механической характеристике, вызываемые высшими пространственными гармониками магнитного поля.

## 11.6. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Рабочими характеристиками асинхронного двигателя называют зависимости, представленные на рис. 11.8, которые получают расчетным или экспериментальным путем при номинальных значениях напряжения и частоты питания, т. е. при  $U_{\text{ном}}$  и  $f$ . В опыте, изменяя механическую мощность на валу  $P_2$  посредством изменения момента нагрузки на валу с помощью нагрузочного (тормозного) устройства, измеряют момент  $M$ , скорость вращения

ротора  $n$ , ток в обмотке статора  $I_1$  и мощность  $P_1$ , потребляемую двигателем из сети. Остальные величины определяют расчетным путем по формулам, приведенным ранее.

При экспериментальном исследовании асинхронный двигатель можно перегружать на 20...25% сверх номинальной мощности, что видно и по рабочим характеристикам. Эти характеристики соответствуют левому начальному участку механической характеристики двигательного режима (см. рис. 11.1), где работа двигателя устойчива, т.е. при изменении скольжения в пределах  $s_0 \leq s \leq s_{кр}$ , где  $s_0$  — скольжение холостого хода.

Значения всех переменных в режиме холостого хода двигателя ( $P_2 = 0$ ) подробно рассмотрены в подразд. 10.2.

Режиму номинальной нагрузки  $P_{ном}$  соответствуют номинальные значения всех рабочих характеристик. Отметим, что, как правило, асинхронный двигатель имеет максимальный КПД при нагрузках  $(0,74...0,8)P_{ном}$ , наиболее вероятных в условиях эксплуатации.

Обратите внимание, что при малых нагрузках (намного меньше номинальной) работа асинхронного двигателя становится неэкономичной, его КПД и  $\cos \varphi_1$  резко снижаются. Это необходимо иметь в виду при подборе двигателей для приводов конкретных машин и механизмов. Требуемую для них механическую мощность надо определять по возможности точно.

## 11.7. Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей

В процессе работы многих машин и механизмов требуется регулирование скорости их движения. К ним относятся электрический транспорт, лифты, станки, электроинструмент и др. В последние годы традиционно нерегулируемые электроприводы заменяют регулируемыми в целях снижения потребления ими электрической энергии. При этом наибольший эффект достигается, если двигатель работает с переменной нагрузкой. Задача стабилизации скорости вращения решается теми же средствами, что и задача ее регулирования.

Экономично, т.е. с высоким КПД, в широком диапазоне можно регулировать скорость вращения коллекторных двигателей по-

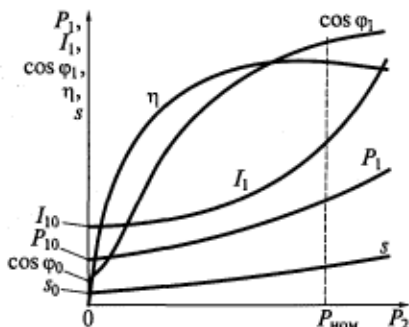


Рис. 11.8. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

стоянного тока, которые применяются в качестве тяговых на электрическом транспорте, для вращения гребных винтов кораблей, валков прокатных станков в металлургии и т. п.

В то же время понятно стремление построить регулируемый электрический привод с асинхронным двигателем, который в отличие от коллекторного не имеет скользящего контакта, т. е. надежнее и безопаснее в эксплуатации.

На основании формул (9.1) и (10.2) можно записать

$$n = \frac{60f}{p}(1-s). \quad (11.21)$$

Согласно (11.21), существуют три способа регулирования скорости вращения ротора асинхронных двигателей:

регулирование частоты питающего напряжения;

изменение числа полюсов;

воздействие на скольжение.

**Частотное регулирование.** Для реализации этого способа требуется автономный источник электроэнергии переменной частоты: синхронный генератор, вращающийся с переменной скоростью, или статический (т. е. не вращающийся) полупроводниковый преобразователь частоты. Такой автономный источник может питать как один асинхронный двигатель, так и их группу.

В технике используются различные типы преобразователей частоты с несинусоидальным выходным напряжением. Высшие временные гармоники напряжения и тока вызывают дополнительные потери мощности и несколько снижают энергетические показатели регулируемого асинхронного двигателя.

Если пренебречь относительно малым падением напряжения на полном сопротивлении обмотки статора, то из формулы (10.28)

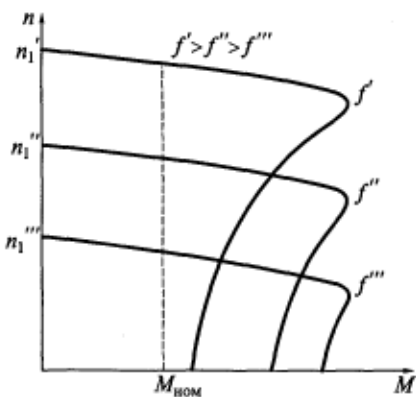


Рис. 11.9. Механические характеристики асинхронного двигателя при частотном регулировании

становится очевидным, что для сохранения постоянным потока в машине при регулировании частоты необходимо одновременно пропорционально изменять напряжение. Эту двойную функцию и выполняет преобразователь частоты, реализуя отношение  $U_1/f = \text{const}$ . Однако на практике в частотно-регулируемых электроприводах используются и другие, более сложные законы регулирования.

Виды механических характеристик асинхронных двигателей при частотном регулировании показаны на рис. 11.9.



Для частотного регулирования часто применяют обычные серийные асинхронные двигатели, предназначенные для работы при постоянной частоте.

Однако такой привод нельзя считать оптимальным, поэтому в отечественных и зарубежных сериях для этой цели предусмотрена специальная модификация электрических машин, при разработке которой в той или иной степени учитываются следующие их отличительные признаки.

1. Частотно-регулируемым двигателям не требуются глубокие пазы короткозамкнутого ротора для увеличения пускового момента (см. подразд. 11.8), так как преобразователь частоты реализует так называемый мягкий пуск с постепенным увеличением частоты. Алгоритм управления преобразователем должен обеспечивать такое соотношение частоты и напряжения при пуске, при котором двигатель развивает максимально возможный пусковой момент и имеет допустимый пусковой ток.

2. Число полюсов частотно-регулируемого двигателя должно быть согласовано с диапазоном регулирования частоты и передаточным числом редуктора. Отыскание оптимального соотношения этих величин представляет собой сложную технико-экономическую задачу.

3. Преобразователи частоты подключаются к сети стандартного напряжения, а их наиболее простые схемы имеют на выходе значение напряжения, отличное от предусмотренного стандартом. Поэтому оптимальный асинхронный двигатель для комплектного частотно-регулируемого привода может быть рассчитан на нестандартное номинальное напряжение.

4. При несинусоидальном питающем напряжении (токе) нет необходимости стремиться к гармоническому распределению магнитного поля в воздушном зазоре асинхронного двигателя. Там присутствуют временные гармоники порядков  $k$ , пространственные гармоники порядков  $v$  и их комбинации, вращающиеся со скоростями  $n_{v,k} = 60kf/(vp)$ . При  $k = v$  скорость  $n_{v,k} = n_1$  и комбинационная гармоника может вращаться в направлении основной, добавляя свою составляющую в полезный момент.

Из этого следует, что при конструировании обмоток частотно-регулируемых двигателей надо критически относиться к способам борьбы с высшими гармониками, принятым в стандартных нерегулируемых машинах (см. подразд. 9.4).

5. Из-за низкой эффективности собственных вентиляторов при работе на малых частотах частотно-регулируемые двигатели должны снабжаться автономными вентиляторами-наездниками со своим собственным приводом.

6. Очень высоким скоростям вращения регулируемого двигателя должны соответствовать его подшипники, их смазочный материал, уплотнения и балансировка ротора.

7. В лучших современных преобразователях частоты используют широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) посредством коммутации приборов силовой электроники. При этом из практически прямоугольных импульсов с частотой порядка десятка килогерц формируется низкочастотная кривая рабочего напряжения (тока) статора двигателя. Крутые фронты импульсов вызывают волновые переходные процессы и перенапряжения в системе преобразователь—двигатель, для защиты от которых используют фильтры, заземления и усиление изоляции витков обмотки статора.

Изменяя частоту, можно регулировать скорость вращения асинхронного двигателя в очень широком диапазоне, сохраняя при этом высокими его энергетические показатели. Однако наличие преобразователя частоты повышает стоимость и усложняет обслуживание электропривода.

**Изменение числа полюсов.** Пути реализации этого способа регулирования скорости вращения асинхронных двигателей следующие:

размещение в пазах статора нескольких обмоток с различным числом полюсов. Напряжение питания в этом случае переключается с одной обмотки на другую в зависимости от требуемой скорости. Модификации таких многоскоростных асинхронных двигателей на две, три и даже четыре скорости вращения, имеющиеся в единых сериях, используются, например, в электроприводах лифтов;

изменение схемы обмотки статора путем переключения ее катушек. Например, если на рис. 8.2, б поменять местами начало и конец одной из катушек, результирующее магнитное поле обмотки будет иметь число полюсов  $2p = 2$  (рис. 11.10);

использование так называемой полюсно-амплитудной модуляции, изменяющей схему обмотки. В этом случае в результате наложения полей катушек или катушечных групп изменяется число полюсов результирующего магнитного поля в воздушном зазоре.

При этом появляется большее число высших пространственных гармоник.

Недостатками регулирования скорости вращения изменением числа полюсов являются:

невозможность плавного регулирования (скорость изменяется только дискретно, скачком);

более высокие габаритные размеры, масса и стоимость многоскоростных двигателей по сравнению с односкоростными нерегулируемыми.

**Воздействие на скольжение.** Управлять скоростью вращения ротора асинхронного двигателя [см. (11.21)] можно, регулируя на-

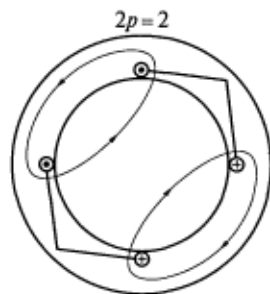


Рис. 11.10. Схема изменения числа полюсов обмотки статора переключением ее катушек

пряжение питания или изменяя активное сопротивление цепи фазного ротора.

*Регулирование изменением напряжения.* Момент асинхронного двигателя пропорционален квадрату напряжения на зажимах обмотки статора [см. (11.6)]. Если каким-нибудь регулятором уменьшать напряжение, максимальный момент резко понижается [см. (11.9)], а критическое скольжение остается неизменным [см. (11.8)]. При заданном графике нагрузки (например, статическом моменте  $M_c(s) = \text{const}$ ) рабочее скольжение и скорость вращения ротора также будут изменяться. Причем у обычного нерегулируемого асинхронного двигателя диапазон изменения скольжения невелик (рис. 11.11, а) и для его расширения надо повысить  $s_{кр}$ , т. е. увеличить активное сопротивление обмотки ротора. Существует модификация асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором — двигатели с повышенным скольжением.

Работа асинхронного двигателя при повышенном скольжении неэкономична, так как в этом случае велики потери в обмотке ротора [см. (10.37)]. Поэтому таким способом регулируют скорость вращения ротора в малом диапазоне и только в двигателях небольшой мощности.

В автоматике и приборной технике широко применяются асинхронные микродвигатели мощностью до 50 Вт, у которых  $s_{кр} \geq 1$ . Активное сопротивление обмотки ротора таких двигателей велико, так как она изготавливается из сплава с повышенным сопротивлением в виде беличьей клетки или тонкостенного стаканчика — полого ротора без магнитного сердечника. Достоинством этой конструкции является также и малая инерционность, т. е. высокое быстродействие. Указанные двигатели малой мощности называют исполнительными (или серводвигателями), диапазон регули-

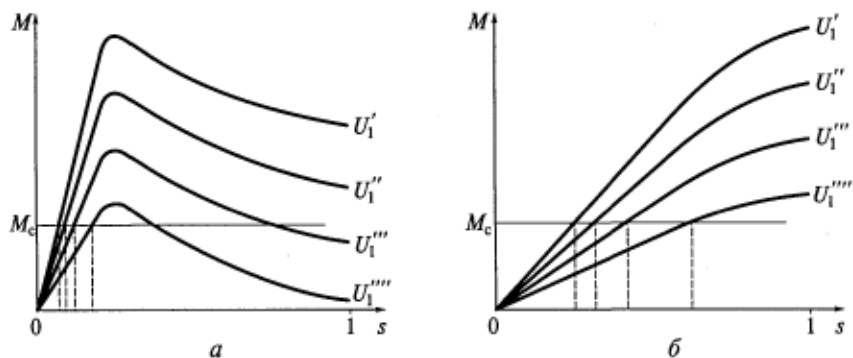


Рис. 11.11. Изменение скольжения регулированием напряжения ( $U_1' > U_1'' > U_1''' > U_1''''$ ) в обычном (а) и исполнительном (б) асинхронных двигателях

рования скорости вращения в них широкий (рис. 11.11, б), а КПД низкий — 20...40 %.

*Реостатное регулирование двигателя с фазным ротором.* Реостат в цепи ротора должен быть рассчитан на продолжительную работу, а не только на кратковременное протекание пускового тока.

Идею такого регулирования скорости вращения легко понять из рис. 11.4, а. Если при заданном моменте нагрузки, равном, например, номинальному  $M_{ном}$ , изменять сопротивление регулировочного реостата, то рабочее скольжение будет тоже меняться в некотором диапазоне. Обычно этот диапазон невелик, так как в реостате при этом возникают потери, поэтому данный способ регулирования тоже неэкономичен.

## 11.8. Асинхронные двигатели с улучшенными пусковыми свойствами

С экономической точки зрения асинхронный двигатель должен продолжительно работать при возможно меньшем скольжении, обеспечивающем минимальные потери в роторе [см. (10.37)]. Это возможно только при малых критическом скольжении и активном сопротивлении цепи обмотки ротора. Но такая машина, имея незначительный пусковой момент [см. (11.12)], может не запуститься, т. е. не преодолеть момент нагрузки, особенно если в магнитном поле воздушного зазора присутствуют значительные высшие гармоники.

В двигателе с фазным ротором это противоречие легко разрешается включением пускового реостата. При этом возрастает пусковой момент, а пусковой ток ограничивается сопротивлением реостата (см. рис. 11.4).

А как же быть при короткозамкнутом роторе двигателя, в цепь которого ничего включить нельзя? Необходимо создать короткозамкнутый двигатель (его и так называют) с большим активным сопротивлением обмотки ротора при пуске ( $s = 1$ ) и малым — в режиме нормальной работы ( $s$  близко к нулю).

Эту задачу удается решить, используя явление вытеснения тока в проводниках обмотки ротора вследствие поверхностного эффекта (скин-эффекта). На практике это реализуется в двигателях с глубокими пазами ротора и двигателях, имеющих двойную беличью клетку на роторе.

**Ротор с глубокими пазами (глубокопазный ротор).** При пуске двигателя  $s = 1$  и частота ЭДС в обмотке ротора максимальна, т. е.  $f_2 = f$  [см. (10.3)]. По рис. 11.12 видно, что поттокосцепление нижних слоев сплошного проводника с магнитным потоком пазового рассеяния  $\Phi_{он}$  больше, чем верхних слоев. Из-за высокой частоты  $f_2$  при пуске в нижних слоях проводника будет индуцироваться зна-

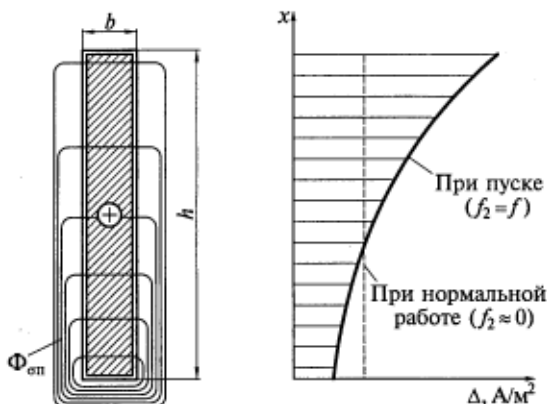


Рис. 11.12. К явлению вытеснения тока в глубоком пазу ротора

чительно бо́льшая ЭДС самоиндукции, чем в верхних слоях. Согласно закону электромагнитной индукции (2.3), она стремится создать ток, направленный навстречу току ротора, который определяет магнитный поток пазового рассеяния  $\Phi_{оп}$ . Этот встречный ток в нижних слоях проводника будет больше, чем в верхних.

Так как индуктивность проводника пропорциональна потоко-сцеплению (8.10), можно сказать, что при пуске индуктивное сопротивление нижних его слоев увеличивается в большей мере, чем верхних.

Это также приводит к неравномерному распределению тока по высоте стержня, т.е. ток как бы вытесняется в верхнюю его часть и зависимость плотности тока  $\Delta$  от пространственной координаты  $x$  не является постоянной (см. рис. 11.12). Поскольку ток течет в основном в верхних слоях проводника, это эквивалентно уменьшению площади его сечения, т.е. увеличению активного сопротивления. При этом общее индуктивное сопротивление всего стержня немного снижается.

Возрастание  $r_2'$  вследствие вытеснения тока приводит к увеличению пускового момента [см. (11.12)].

По мере разгона двигателя скольжение и частота тока ротора падают.

При нормальной работе частота тока в роторе очень мала и его вытеснения не происходит, т.е. ток равномерно распределяется по высоте проводника. При этом площадь сечения стержня как бы увеличивается, активное сопротивление падает, критическое скольжение уменьшается [см. (11.8)]. Так как по окончании пуска двигатель работает с малым скольжением, то электрические потери в роторе невелики [см. (10.37)] и электрическая машина имеет хороший КПД.

Вытеснение тока влияет лишь на сопротивления активных (пазовых) частей обмотки короткозамкнутого ротора, параметры лобовых соединений при этом остаются неизменными. Следовательно, приведенные сопротивления беличьей клетки ротора двигателя с глубокими пазами (активное и индуктивное рассеяния) можно записать в виде

$$\begin{aligned} r'_2 &= k_r r'_{2\text{паз}} + r'_{2\text{лоб}}; \\ x'_2 &= k_x x'_{2\text{паз}} + x'_{2\text{лоб}}, \end{aligned} \quad (11.22)$$

где  $k_r$ ,  $k_x$  — переменные коэффициенты, учитывающие зависимость параметров ротора от вытеснения тока.

Коэффициенты  $k_r$  и  $k_x$  являются функциями скольжения.

Теоретические исследования позволили найти зависимости  $k_r = f(\xi)$  и  $k_x = f(\xi)$ , представленные на рис. 11.13. Величина, обратная относительной глубине проникновения тока в стержень клетки ротора,  $\xi = h/h_{\text{пр}}$ , где  $h$  — высота стержня ротора (см. рис. 11.12).

В свою очередь, эквивалентная глубина проникновения тока в стержень, мм,

$$h_{\text{пр}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu_0 \omega_2}}, \quad (11.23)$$

где  $\rho$  — удельное сопротивление материала стержня, Ом·м;  $\mu_0$  — магнитная проницаемость материала стержня, Гн/м (у немагнитных проводниковых материалов принимается равной магнитной проницаемости вакуума);  $\omega_2$  — угловая частота тока в роторе,  $\text{с}^{-1}$ ,  $\omega_2 = 2\pi f_2 = 2\pi s f = s\omega$ .

Значения глубины  $h_{\text{пр}}$  проникновения тока в стержни обмотки ротора, изготовленные из наиболее часто применяемых для этого материалов — алюминия и меди, при частоте  $f_2 = f = 50$  Гц следующие: в алюминиевые  $\approx 15$  мм; в медные  $\approx 10$  мм.

На рис. 11.13 для удобства нанесена шкала скольжения  $s$ .

При пуске асинхронного двигателя величины  $s$ ,  $f_2$  и  $\omega_2$  максимальные, глубина проникновения  $h_{\text{пр}}$  минимальная, коэффициенты  $\xi$  и  $k_r$  имеют наибольшие значения, а  $k_x$  — наименьшее.

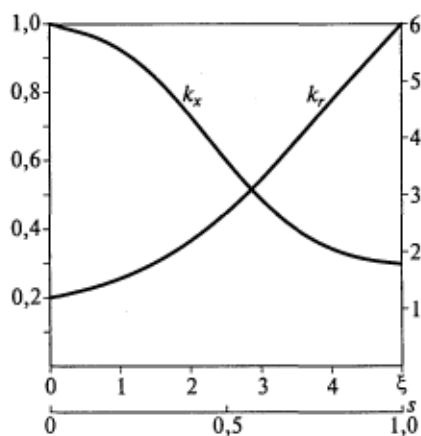


Рис. 11.13. Коэффициенты, учитывающие изменение параметров ротора из-за вытеснения тока в зависимости от  $\xi$

Графики на рис. 11.13 позволяют учесть изменение параметров ротора не только в процессе пуска, но и в режиме установившейся работы двигателя с различными нагрузками на валу и скольжениями. Таким образом, глубокими пазами ротора можно называть те, у которых  $h_{\text{пр}} > h$ .

Схема замещения асинхронного двигателя с учетом вытеснения тока в роторе (рис. 11.14)

содержит параметры (11.22). При расчете характеристик двигателя с помощью этой схемы задаются значения скольжения  $s$  и соответствующие им значения  $k_r$  и  $k_x$  из рис. 11.13.

**Ротор с двойной беличьей клеткой (двухклеточный ротор).** Асинхронные двигатели мощностью в сотни и тысячи киловатт часто изготавливаются с двойной беличьей клеткой на роторе.

Пример конфигурации паза двухклеточного ротора показан на рис. 7.5, д. В верхней части такого паза располагается пусковая обмотка, а в нижней — рабочая. Отличаются эти обмотки не только площадью поперечного сечения стержней, но и материалами. Обычно рабочая клетка выполняется из меди, а пусковая — из сплавов с более высоким сопротивлением: латуни или бронзы. Средние значения удельных сопротивлений этих материалов,  $\text{мкОм} \cdot \text{м}$ , при температуре  $20^\circ\text{C}$  следующие: медь — 0,0175; латунь — 0,08; бронза — 0,1.

Обмотки проектируются таким образом, чтобы активное сопротивление пусковой  $r'_n$  в несколько раз превышало активное сопротивление рабочей  $r'_p$ .

Индуктивные сопротивления рассеяния обмоток имеют обратное соотношение. Рабочая обмотка расположена глубоко в пазу стального сердечника ротора, поэтому у нее велик магнитный поток рассеяния, а следовательно, индуктивное сопротивление рассеяния  $x'_p$  больше, чем у пусковой, т. е.  $x'_n < x'_p$ .

При пуске двигателя частота ЭДС в обмотке ротора максимальна ( $f_2 = f$ ). Так как индуктивные сопротивления пропорциональны этой частоте, то  $x'_p$  в большей мере ограничивает ток в рабочей клетке, т. е. током оказывается нагружена преимущественно пусковая обмотка, имеющая высокое активное сопротивление  $r'_n$ . Следовательно, на механической характеристике велики критическое скольжение  $s_{\text{кр}}$  [см. (11.8)] и пусковой момент  $M_n$  [см. (11.10)].

В установившемся режиме скольжение невелико, частота тока в роторе ничтожно мала и индуктивные сопротивления обеих кле-

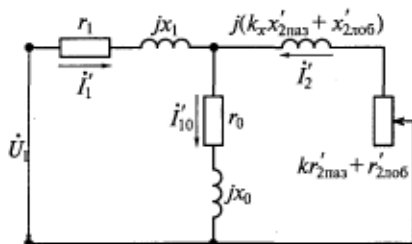


Рис. 11.14. Схема замещения асинхронного двигателя с учетом вытеснения тока в роторе

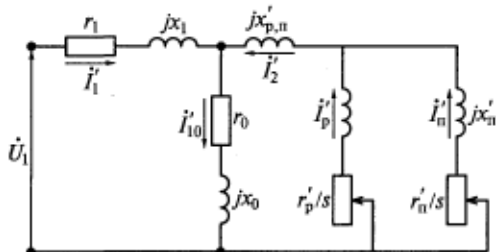


Рис. 11.15. Схема замещения двухклеточного двигателя

ток не проявляются. При этом ток нагружена главным образом рабочая обмотка, имеющая гораздо меньшее активное сопротивление. Следовательно, двигатель работает с малым скольжением и высоким КПД.

Таким образом, при пуске двухклеточного двигателя ток ротора как бы вытесняется к воздушному зазору, как и в случае с глубокопазным ротором.

Токи и потери мощности в пусковой и рабочей клетках различны, следовательно, нагрев и тепловое расширение у них неодинаковые. По условиям прочности каждая клетка имеет свои короткозамыкающие кольца на торцах, которые привариваются к стержням.

В схеме замещения двухклеточного двигателя на рис. 11.15 показаны два параллельных контура ротора, каждый из которых соответствует своей обмотке. Их активные сопротивления зависят от скольжения. Токи в беличьих клетках  $I'_p$  и  $I'_n$  совместно создают некоторый поток, сцепленный только с ними. По отношению к обмотке статора этот поток является потоком рассеяния и в схеме замещения учитывается индуктивным сопротивлением  $x'_{p,n}$ .



Рис. 11.16. Механические характеристики асинхронных короткозамкнутых двигателей с различными типами роторов

В заключение сравним механические характеристики асинхронных короткозамкнутых двигателей с различными типами роторов (рис. 11.16). Очевидным преимуществом двигателей с улучшенными пусковыми свойствами являются более высокие пусковые моменты. Некоторое снижение максимальных моментов объясняется тем, что эти двигатели имеют увеличенные по сравнению с обычными двигателями значения индуктивных сопротивлений рассеяния ротора. Ранее было показано, что мак-



симальный момент обратно пропорционален сумме индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток электрической машины [см. (11.9)].

## 11.9. Единые серии асинхронных двигателей

Настоящую революцию в электротехнике, да и вообще в технике, совершил М. О. Доливо-Добровольский, который разработал и в 1891 г. практически реализовал трехфазную систему переменного тока, конструктивно оформив ее основные элементы: синхронный генератор, трансформатор, линию электропередачи и асинхронный двигатель, а в 1896 г. предложил трехфазный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором.

Асинхронные двигатели, как и другие изделия электромашиностроения, постоянно совершенствуются. Снижаются их масса и габаритные размеры, повышаются энергетические показатели и другие эксплуатационные характеристики. Прогресс обусловлен следующими факторами:

- использование материалов с более высокими свойствами;
- повышение уровня технологии производства;
- решение очередных теоретических задач и совершенствование на их основе существующих методик расчета;
- применение ЭВМ для проектирования.

Электрические машины бывают общего и специального (специализированного, целевого, отраслевого) назначения. Специальные машины выпускаются как отдельными сериями, так и мелкими партиями или даже единичными образцами.

Машины общего назначения проектируются и производятся едиными сериями — рядами, в которых номинальная мощность и размеры нарастают дискретно в строго определенной закономерности. Для всех машин каждой серии характерны одинаковые условия эксплуатации и подобные конструкции, т.е. взаимозаменяемость узлов и деталей, что существенно упрощает и удешевляет их изготовление и ремонт. В сериях стандартизованы конструктивные исполнения, габаритные и установочные размеры.

Серии традиционно называют едиными, так как по общему проекту они выпускаются многими заводами и используются во всех отраслях. На базе машин общего назначения разрабатываются и производятся также различные их модификации.

В технических установках до сих пор еще встречаются асинхронные двигатели старых серий, давно снятых с производства и замененных новыми, более современными.

Первая единая серия асинхронных двигателей была создана в конце 1940-х гг. Она имела два конструктивных исполнения:

А — защищенное с внутренней вентиляцией, и АО — закрытое, обдуваемое снаружи и с ребрами охлаждения на корпусе. Диапазон номинальных мощностей этой серии 0,6...100 кВт при различном числе полюсов.

Затем появились новые более качественные электротехнические материалы, были выполнены новые теоретические исследования и на этой базе в СССР в 50-х гг. XX в. была разработана новая более экономичная серия асинхронных двигателей А2 (АО2). Эта серия включала в себя 20 типоразмеров машин с номинальными мощностями от 0,4 до 125 кВт. Их габаритные размеры отличались внешним диаметром пакета магнитопровода статора, и каждому такому диаметру присваивался свой номер, отмечаемый в марке двигателя.

Но различать машины по наружному диаметру листа стали статора удобно их конструкторам, а не потребителям. Для последних более важным параметром является высота оси вращения, ибо именно ее надо учитывать в конструкциях производственных машин и механизмов, стыкуемых с электродвигателями. Поэтому во всех последующих сериях двигатели маркируются и различаются по высоте оси вращения вала над опорами.

Неудачной оказалась попытка проектирования третьей по номеру серии асинхронных двигателей: она не удовлетворяла требованиям по использованию активных материалов на единицу полезной мощности (удельным показателям) и перегревам обмоток. В производство она не запускалась.

В 70-х гг. XX в. начались разработка и освоение выпуска серии асинхронных двигателей 4А с высотами осей вращения 50...355 мм и номинальными мощностями от 0,06 до 400 кВт. Шкала мощностей и установочные размеры этой серии были согласованы с международными стандартами, для оптимизационных расчетов и конструирования широко использовались ЭВМ. В этой серии удалось на две-три ступени по шкале мощностей увеличить номинальную мощность при тех же высотах осей вращения, что и в серии А2 (АО2), и в среднем на 20 % уменьшить расход материалов. Этого удалось достичь за счет применения электротехнической стали с улучшенными магнитными свойствами и изоляции с более высокими классами нагревостойкости, а также благодаря усовершенствованию системы охлаждения двигателей.

Немало этому способствовала специально созданная и впервые внедренная компьютерная система автоматизированного проектирования (САПР) асинхронных двигателей, имеющая три подсистемы:

электромагнитных расчетов и оптимального проектирования; изготовления чертежей;

ведения технологической документации и чертежей в производстве.

В начале 80-х гг. XX в. была спроектирована единая серия АИ с двумя стандартными разновидностями: АИР и АИС. При тех же, что и в серии 4А, высотах осей вращения и номинальных мощностях эта серия имела некоторое превосходство по надежности и другим эксплуатационным показателям. При разработке серии АИ учитывались все рекомендации стандартов Международной электротехнической комиссии (МЭК), а в конструкции использовались еще более качественные материалы. Машины этой серии имеют конструктивные исполнения, более узко специализированные по видам нагрузки, условиям окружающей среды при эксплуатации, областям применения и др. При этом соблюдается требование максимальной унификации узлов и деталей. Были внесены некоторые новшества в выбор таких показателей электродвигателей, как коэффициент загрузки, сервис-фактор и годовая наработка.

В 90-х гг. XX в. начался выпуск асинхронных двигателей двух новых единых серий 5А и РА.

Машины серии 5А имеют высоты осей вращения от 80 до 315 мм и номинальные мощности на валу от 0,55 до 200 кВт; разработаны также двигатели с высотой оси 355 мм мощностью до 400 кВт. Машины серии 5А обладают следующими преимуществами:

- повышен КПД и снижен нагрев за счет некоторого увеличения объема активных материалов и применения изоляции обмотки статора класса нагревостойкости F;

- увеличен пусковой момент и снижен пусковой ток благодаря специальной форме пазов короткозамкнутого ротора;

- понижены уровни шума электромагнитного происхождения (за счет выбора более подходящего числа пазов ротора) и аэродинамического (за счет рациональной конструкции вентиляторного узла и уменьшения размеров вентиляторов);

- средний ресурс двигателей с высотами осей вращения 80... 250 мм составляет 30 тыс. ч, с остальными высотами — 40 тыс. ч.

- сервис-фактор составляет 1,1... 1,15, т. е. обеспечивается возможность работы при соответствующих этому показателю перегрузках, колебаниях питающего напряжения, частоты и повышении температуры окружающей среды.

Серия РА включает в себя двигатели с высотами осей вращения от 71 до 315 мм и мощностями от 0,25 до 200 кВт основного исполнения и модификации. При создании этой серии решалась задача наибольшей адаптации машин к требованиям потребителя. При оптимизации конструкции удалось выполнить на одном диаметре несколько высот оси вращения, изготавливая станину (корпус) из специального алюминиевого сплава методом экструзии, к которой затем привинчивали лапы и фланцы различных размеров. В серии использованы и другие технические новшества: чере-

дующиеся специальные пазы на роторе, улучшенные однослойные и двухслойные обмотки, позволившие существенно снизить добавочные потери в стали, электромагнитный шум и вибрации. Были улучшены также дизайн, эстетические и экологические показатели машин.

С конца 90-х гг. XX в. разрабатывается и осваивается производство новой серии асинхронных двигателей — 6А, которая полностью соответствует европейским стандартам и потребительским требованиям рынка. Числа модификаций и специализированных исполнений в этой серии значительно расширены (до 50 % от общего объема выпуска). На первый план здесь вышли конструкторские и технологические решения, обеспечивающие экономию материалов, энергоносителей и трудозатрат, т. е. конкурентоспособность отечественных двигателей на внутреннем и мировом рынках. Широкий спрос на эти двигатели в России и за рубежом свидетельствует о мировом уровне их качества.

Отечественные асинхронные двигатели имеют высокую надежность и длительный срок службы. По энергопотреблению, материалоемкости и многим другим показателям они, как правило, превосходят машины иностранных фирм.

### **Контрольные вопросы**

1. Каковы характерные точки механической характеристики асинхронного двигателя?
2. Как момент асинхронного двигателя зависит от напряжения питания, активного сопротивления цепи ротора, индуктивных сопротивлений обмоток статора и ротора?
3. Что такое критическое скольжение асинхронного двигателя и чем определяется его значение?
4. Каковы кратности пускового и максимального моментов асинхронного двигателя и какие требования предъявляются к их значениям в нормальных серийных электрических машинах?
5. Поясните идею реостатного пуска асинхронного двигателя с фазным ротором.
6. Напишите формулу Клосса и поясните, зачем она нужна.
7. Перечислите негативные эффекты высших гармоник магнитного поля в асинхронном двигателе.
8. Что представляют собой рабочие характеристики асинхронного двигателя?
9. Дайте критическую оценку всем способам регулирования скорости вращения асинхронных двигателей.
10. Почему вытеснение тока в проводниках обмотки ротора улучшает пусковые свойства асинхронного двигателя?
11. Какие серии асинхронных двигателей вы знаете?

## ГЛАВА 12

## КОНСТРУКЦИЯ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СИНХРОННЫХ МАШИН

## 12.1. Конструкция синхронных машин

Как следует из названия синхронных машин, скорость вращения их ротора равна скорости вращения электромагнитного поля и направлена в ту же сторону. Следовательно, скольжение синхронных машин в установившемся режиме работы и частоту токов в роторе можно выразить в следующем виде:

$$\begin{aligned} s &= (n_1 - n_2)/n_1 = 0; \\ f_2 &= sf_1 = 0. \end{aligned} \quad (12.1)$$

Таким образом, цепь ротора синхронной машины является цепью постоянного тока, а ЭДС наводится только в обмотке статора. Поэтому в синхронных машинах помимо разделения активной части на неподвижную и подвижную (статор и ротор) существует и другое деление: часть машины, в которой наводится ЭДС, называется *якорем*, а часть машины с цепью постоянного тока — *индуктором*. В классическом варианте конструкции этих машин статор является якорем, а ротор — индуктором\*.

Статор (якорь) синхронной машины не отличается от статора машины асинхронной. Ротор — это система постоянного тока, поэтому его магнитопровод может выполняться как массивным, так и шихтованным (рис. 12.1). Обмотка 4 ротора, питающаяся от источника постоянного тока, является однофазной и называется *обмоткой возбуждения*.

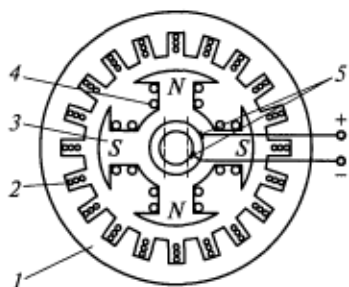


Рис. 12.1. Конструктивная схема синхронной машины:

1 — якорь; 2 — обмотка якоря; 3 — полюсы индуктора; 4 — обмотка возбуждения; 5 — контактные кольца со щетками

\* Синхронные машины небольшой мощности иногда имеют обращенное исполнение, т.е. якорем является ротор, а индуктором — статор.

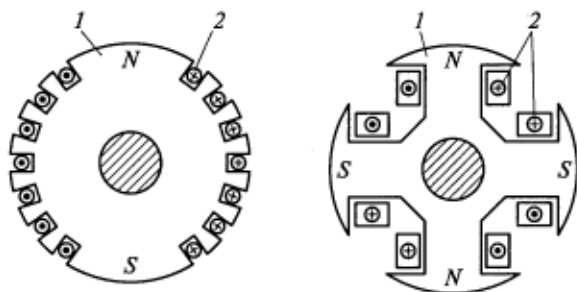


Рис. 12.2. Поперечные разрезы роторов неявнополюсной (а) и явнополюсной (б) машин:

1 — сердечник; 2 — обмотка возбуждения

Сердечник статора синхронной машины не отличается от сердечника статора машины асинхронной и представляет собой полый цилиндр, набранный из отдельных листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм. На внутренней поверхности этого цилиндра выштампованы пазы для укладки обмотки якоря. При внешнем диаметре сердечника менее 1 м его собирают из цельных кольцевых пластин, а при большем диаметре каждый кольцевой слой составляют из отдельных сегментов. Размещают сердечник в станине (корпусе) статора.

В зависимости от конструкции магнитопровода ротора синхронные машины делятся на два класса (рис. 12.2): явнополюсные (ЯСМ) и неявнополюсные (НСМ). Ротор явнополюсных синхронных машин имеет выступающие полюсы. Сердечники полюсов для машин большой мощности шихтуются из пластин конструкционной стали толщиной 1...2 мм, а для машин небольшой мощности — из пластин электротехнической стали толщиной 0,5... 1 мм. На рис. 12.3 показаны различные способы креп-

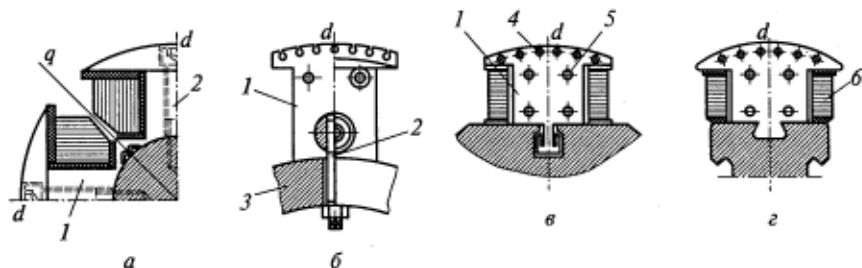


Рис. 12.3. Различные способы крепления полюсов:

а — болтами непосредственно к валу; б — болтами к ободу ротора; в — с помощью Т-образного хвоста к ободу ротора; з — с помощью ласточкина хвоста; 1 — полюс; 2 — болт; 3 — обод ротора; 4 — паз демпферной обмотки; 5 — стяжная шпилька; 6 — обмотка возбуждения

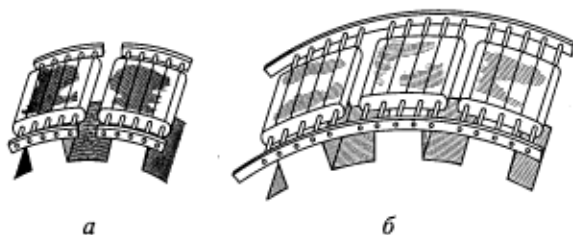


Рис. 12.4. Продольная (а) и продольно-поперечная (б) демпферные обмотки

ления полюсов. В машинах небольшой мощности полюсы 1 крепят болтами 2 непосредственно к валу (см. рис. 12.3, а), а в тихоходных машинах большей мощности — к ободу 3 ротора (см. рис. 12.3, б). В мощных и относительно быстроходных машинах полюсы крепят к ободу ротора с помощью хвостов, имеющих Т-образную форму или форму ласточкина хвоста (см. рис. 12.3, в, г). Такое крепление обеспечивает большую механическую прочность ротора.

В магнитном отношении явнополюсный ротор имеет две оси симметрии: продольную  $d$ , совпадающую с осью полюсов и обмотки возбуждения  $b$ , и поперечную  $q$ , перпендикулярную продольной (смещенную на угол  $90^\circ$  электрических).

Катушки обмотки возбуждения в мощных машинах для лучшего охлаждения выполняют из неизолированных медных шин большого сечения, намотанных на ребро. Между соседними витками катушки укладывают изоляционные прокладки. В машинах небольшой мощности катушки обмотки возбуждения выполняют из изолированных проводников прямоугольного или круглого сечения. На полюсах ротора часто устанавливают *демпферную* обмотку, размещая ее в пазах 4 полюсных наконечников. Медные или латунные стержни этой обмотки, уложенные в пазы, по торцам замыкают сегментами таким образом, чтобы образовалась короткозамкнутая клетка. Демпферные обмотки подразделяются на продольные и продольно-поперечные.

Продольная обмотка состоит из короткозамкнутых клеток полюсов, не соединенных друг с другом (рис. 12.4, а). В продольно-поперечной обмотке сегменты всех полюсов соединяются между собой с помощью гибких перемычек (рис. 12.4, б). Ось продольной демпферной обмотки совпадает с продольной осью  $d$  (с осью полюсов), а продольно-поперечная обмотка имеет две оси симметрии: продольную и поперечную.

Демпферная обмотка выполняет ряд функций. В генераторах она ослабляет влияние токов обратной последовательности при несимметричной нагрузке и уменьшает пульсации магнитного потока, вызванные зубчатостью статора. В двигателях она выполняет функ-

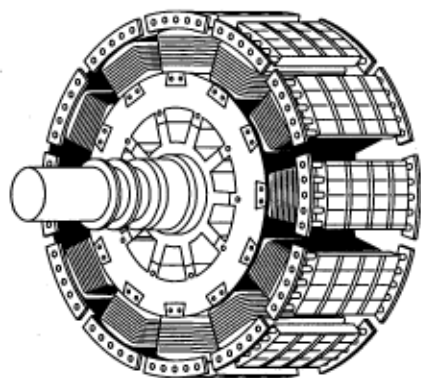


Рис. 12.5. Общий вид ротора явнополюсной синхронной машины с горизонтальным валом

различных деталей гидрогенераторов рассчитывается по угонной частоте вращения, которая в два-три раза больше номинальной и может достигаться при аварийном отключении генератора от сети.

Неявнополюсные роторы (рис. 12.6, 12.7) применяют в высокоскоростных (с частотой вращения  $n_2$ , равной 1500 или 3000 об/мин) синхронных машинах большой мощности, так как при большой мощности применение машин явнополюсной конструкции невозможно по условиям механической прочности ротора. Неявнополюсные роторы имеют быстроходные синхронные двигатели большой мощности — турбодвигатели и синхронные неявнополюсные генераторы, предназначенные для непосредственного соединения с паровыми и газовыми турбинами (турбогенераторы).

Ротор турбогенераторов изготовляют массивным, из цельной поковки, выполненной из высокопрочной легированной стали. По условиям сохранения механической прочности ротора его диаметр при частоте вращения 3000 об/мин не должен превышать 1200... 1250 мм. На наружной поверхности ротора фрезеруют пря-

ции пусковой обмотки (типа беличьей клетки) и уменьшает амплитуду качаний ротора при изменении нагрузки.

Общий вид ротора явнополюсной машины с горизонтальным валом показан на рис. 12.5.

Синхронные явнополюсные генераторы, предназначенные для непосредственного соединения с гидравлическими турбинами, называются гидрогенераторами. В зависимости от типа гидротурбины гидрогенераторы могут быть как с горизонтальным, так и с вертикальным валом. Механическая прочность

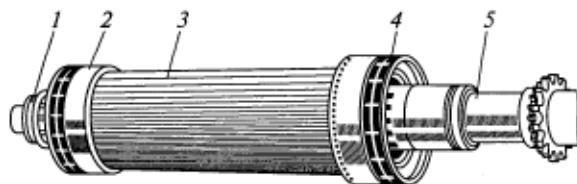


Рис. 12.6. Общий вид ротора неявнополюсной синхронной машины: 1 — контактные кольца; 2 — бандаж обмотки возбуждения; 3 — бочка ротора; 4 — вентилятор; 5 — вал



моугольные пазы, в которые укладывают катушки обмотки возбуждения (см. рис. 12.7). Примерно на одной трети полюсного деления обмотку не укладывают, и эта часть образует так называемый большой зубец, через который проходит основная часть магнитного потока возбуждения.

Из-за больших центробежных сил, действующих на обмотку возбуждения, ее крепление в пазах производят с помощью немагнитных металлических клиньев. Эти клинья ослабляют магнитные потоки пазового рассеяния, которые могут вызывать насыщение зубцов и приводить к уменьшению полезного потока. Лобовые части обмотки возбуждения закрепляют роторными бандажами 2 (см. рис. 12.6), а ее выводы подсоединяют к контактным кольцам 1.

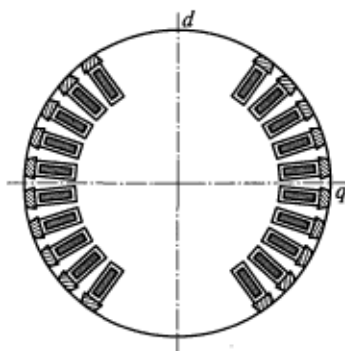


Рис. 12.7. Поперечный разрез ротора двухполюсного турбогенератора

## 12.2. Принцип действия синхронных машин

Рассмотрим принцип действия синхронного генератора. Если по его обмотке возбуждения пропустить постоянный ток, то этот ток создаст постоянное во времени и неподвижное относительно ротора магнитное поле с чередующейся полярностью. При вращении ротора (индуктора) его магнитное поле будет вращаться относительно неподвижной обмотки статора (якоря) и наводить в ней переменную ЭДС.

Если на якоре уложена симметричная трехфазная обмотка (т.е. магнитные оси фаз сдвинуты в пространстве на  $120^\circ$  электрических, а электрические сопротивления и числа витков фаз одинаковы), то в этой обмотке индуцируется симметричная система ЭДС (т.е. равных по модулю и сдвинутых во времени на  $120^\circ$  электрических). При этом частота индуцируемых в обмотках ЭДС

$$f_1 = pn_2/60, \quad (12.2)$$

где  $p$  — число пар полюсов обмотки;  $n_2$  — скорость ротора, об/мин.

Если к трехфазной обмотке якоря синхронного генератора подключить симметричное внешнее сопротивление, то по этой обмотке будет протекать симметричная система токов, создающих круговое вращающееся магнитное поле якоря (см. подразд. 9.7). Частота вращения этого поля относительно статора

$$n_1 = 60f_1/p. \quad (12.3)$$

Подставив в (12.3) вместо  $f_1$  правую часть выражения (12.2), получим  $n_1 = n_2$ . Следовательно, магнитные поля возбуждения и якоря неподвижны относительно друг друга и образуют результирующее магнитное поле машины.

При работе синхронной машины в режиме двигателя симметричная трехфазная обмотка якоря присоединяется к трехфазной сети. При этом образуется вращающееся магнитное поле с частотой вращения  $n_1$ , которое, взаимодействуя с полем возбуждения, создает вращающий момент.

### 12.3. Системы возбуждения синхронных машин

Большинство синхронных машин имеет электромагнитное возбуждение, при котором поток возбуждения создается обмоткой ротора, соединенной с источником постоянного тока. Система возбуждения должна обеспечивать достаточно быстрое, надежное и устойчивое регулирование тока возбуждения в любых режимах работы машины. Для увеличения быстродействия регулирования в аварийных режимах работы применяется форсировка возбуждения, т.е. быстрое увеличение напряжения возбуждения до предельного значения, равного  $1,8 \dots 2,0$  номинального напряжения возбуждения. Кроме того, система возбуждения должна обеспечивать быстрое гашение магнитного поля, т.е. уменьшение тока возбуждения до нуля без значительных перенапряжений на обмотках. Необходимость в гашении поля возникает при аварийном отключении машины или обнаружении повреждения в ней.

В синхронных машинах применяется несколько систем возбуждения. Простейшей из них является *электромашинная* система, в которой в качестве источника возбуждения используют специальный генератор постоянного тока независимого возбуждения, называемый возбудителем. Возбудитель приводится во вращение от вала синхронного генератора, а обмотка якоря возбудителя через контактные кольца соединена с обмоткой возбуждения синхронного генератора. Ток возбуждения синхронной машины регулируют с помощью реостатов, установленных в цепи возбуждения возбудителя. Возбуждение возбудителя осуществляется по схеме самовозбуждения или схеме независимого возбуждения от отдельного генератора постоянного тока (подвозбудителя).

В настоящее время все большее применение получают *вентильные* системы возбуждения, которые могут рассчитываться на большие мощности и являются при этом более надежными, чем электромашинные. Различают три вида вентильных систем возбуждения: систему с самовозбуждением; независимую систему возбуждения; бесщеточную систему возбуждения.

В вентильной системе с самовозбуждением обмотка возбуждения получает питание от управляемого статического выпрямителя, подключенного к выводам обмотки якоря синхронного генератора. Начальное возбуждение синхронного генератора происходит за счет остаточного намагничивания его полюсов.

В вентильной независимой системе возбуждения обмотка возбуждения получает питание от якоря отдельного трехфазного синхронного генератора (возбудителя), ротор которого соединен с валом главного генератора. Переменное напряжение возбудителя подается на статический выпрямитель и далее через контактные кольца подводится к обмотке возбуждения.

Бесщеточная система возбуждения является разновидностью вентильной независимой системы возбуждения. Только в этом случае возбудителем является синхронный генератор, имеющий обращенную конструкцию (якорь — на роторе, индуктор — на статоре). Обмотка якоря возбудителя соединяется с обмоткой возбуждения основного генератора через вращающийся выпрямитель, расположенный на валу генератора, что позволяет отказаться от использования скользящего контакта. Тем самым увеличивается надежность системы возбуждения.

## 12.4. Холостой ход синхронных генераторов

Под холостым ходом автономного синхронного генератора понимается такой режим его работы, при котором ротор вращается приводным двигателем, а ток в обмотке якоря равен нулю. В этом случае магнитное поле машины создается обмоткой возбуждения и его можно разложить на две составляющие: основное поле, магнитные линии которого пронизывают обмотку якоря, и поле рассеяния, магнитные линии которого сцеплены только с обмоткой возбуждения.

Магнитный поток основного поля при вращении ротора индуцирует в обмотке якоря ЭДС, форма которой должна быть максимально приближена к синусоиде. Это требование стандарта качества электрической энергии (ГОСТ 13109—97), критерием для оценки которого служит коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения, %,

$$K_{нсU} = 100 \left( \sqrt{\sum U_n^2} \right) / U_{ном}, \quad (12.4)$$

где  $U_n$ ,  $U_{ном}$  — действующие значения соответственно высших гармонических составляющих и номинального напряжения;  $n$  — номер гармонической составляющей,  $n = 2 \dots 40$ .

Коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения в трехфазных сетях переменного тока напряжением до

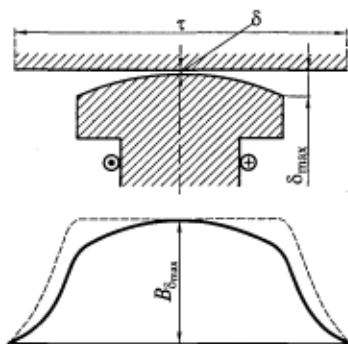


Рис. 12.8. Распределение индукции в явнополюсной синхронной машине

Следовательно, для обеспечения синусоидальности распределения магнитного потока необходимо, чтобы магнитное сопротивление рабочему потоку изменялось обратно пропорционально синусоидальному закону. Для этого зазор между полюсом и статором делают неравномерным: под краями полюса зазор  $\delta_{\max}$  обычно в 1,5—2,5 раза больше, чем под его серединой. На рис. 12.8 показано распределение магнитной индукции в воздушном зазоре. Для сравнения на рисунке штриховой линией дана кривая магнитной индукции при постоянном зазоре  $\delta$ .

В неявнополюсной синхронной машине неизменным остается магнитное сопротивление, так как воздушный зазор постоянен. Следовательно, для обеспечения синусоидальности распределения магнитного потока необходимо, чтобы МДС возбуждения изменялась по синусоидальному закону, поэтому обмотку возбуждения делают распределенной (см. рис. 12.2, а). Без учета влияния пазов можно считать, что МДС обмотки возбуждения и магнитное поле распределены по окружности по трапецеидальному закону (рис. 12.9). Амплитудные значения основных гармоник МДС и индукции поля возбуждения соответственно можно представить в следующем виде:

$$F_{\delta_{m1}} = (4/\pi)(\sin \alpha/\alpha)F_{\delta_{\max}} = (4/\pi)(\sin \alpha/\alpha)I_B w_B; \\ B_{\delta_{m1}} = (4/\pi)(\sin \alpha/\alpha)B_{\delta_{\max}}, \quad (12.5)$$

где  $\alpha$  — половина длины дуги, на которой располагается обмотка возбуждения;  $F_{\delta_{\max}}$ ,  $B_{\delta_{\max}}$  — максимальные значения соответственно МДС обмотки возбуждения на один полюс и индукции в воздушном зазоре;  $w_B$ ,  $I_B$  — соответственно число витков обмотки возбуждения на один полюс и ток возбуждения.

В целях улучшения кривой магнитного поля возбуждения часть полюса, на которой не укладывается обмотка, выбирают равной

1 кВ не должен превышать 8 %, а в сетях напряжением 35 кВ — 4 %.

Для получения кривой ЭДС, близкой к синусоиде, необходимо, чтобы кривая магнитного поля возбуждения машины в воздушном зазоре была по возможности близка к синусоидальной. Поскольку магнитный поток  $\Phi$ , создающая его МДС  $F$  и магнитное сопротивление  $R_M$  связаны законом Ома для магнитной цепи  $\Phi = F/R_M$ , то это требование можно выполнить различными путями.

В явнополюсной синхронной машине МДС постоянна на полюсном делении (обмотка возбуждения сосредото-

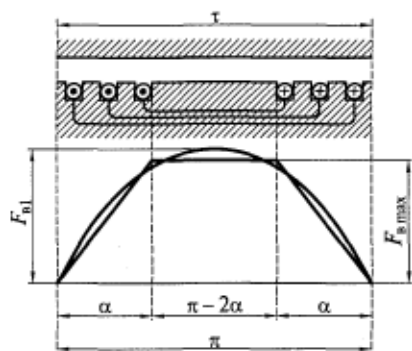


Рис. 12.9. Распределение МДС в неявнополюсной синхронной машине

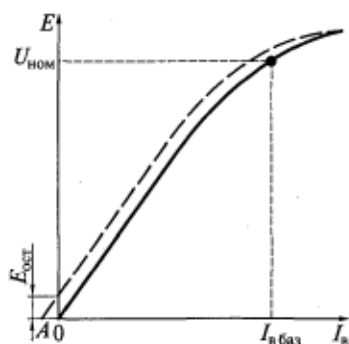


Рис. 12.10. Опытная (штриховая линия) и расчетная (сплошная линия) характеристики холостого хода

$\tau/3$  ( $\gamma = \pi/3$ ). В этом случае в кривой магнитной индукции будут отсутствовать все гармоники, кратные трем, а остальные высшие гармоники будут ослаблены.

Помимо этого для улучшения формы кривой ЭДС обмотки якоря последнюю выполняют распределенной по пазам с укороченным шагом (см. подразд. 9.4).

*Характеристика холостого хода (ХХХ)* представляет собой зависимость ЭДС, индуцируемой в обмотке якоря, от тока (или МДС) возбуждения при неизменной частоте вращения ротора. Эта характеристика позволяет оценить насыщение магнитной цепи и построить другие характеристики машины.

Характеристика холостого хода может быть получена расчетным или опытным путем (рис. 12.10). При токе возбуждения, равном нулю, в обмотке якоря индуцируется остаточная ЭДС  $E_{ост}$ , вызванная остаточной индукцией и составляющая 2...3% от номинального напряжения генератора.

Сравнение характеристик холостого хода синхронных генераторов показывает, что эти характеристики, построенные в отно-

Таблица 12.1

**Нормальные характеристики холостого хода явнополюсных и неявнополюсных генераторов**

$I_b^*$	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5
$E_{ЯСМ}$	0	0,53	1,0	1,23	1,3	—	—	—
$E_{НСМ}$	0	0,58	1,0	1,21	1,33	1,4	1,45	1,51

сительных единицах, мало отличаются друг от друга. Для перевода ЭДС в относительные единицы ее текущее значение делят на номинальное напряжение:  $E^* = E/U_{1ном}$ . Относительное значение тока возбуждения находят делением его текущего значения на базисное:  $I_v^* = I_v/I_{в,баз}$ , причем току  $I_{в,баз}$  соответствует  $E = U_{1ном}$  по расчетной характеристике холостого хода. Полученные таким образом характеристики называются нормальными характеристиками холостого хода.

Эти характеристики для явнополюсных и неявнополюсных генераторов приведены в табл. 12.1.

### Контрольные вопросы

1. Каковы основные конструктивные схемы синхронных машин?
2. Какова конструкция явнополюсной синхронной машины?
3. Как устроена неявнополюсная синхронная машина?
4. Почему роторы гидрогенераторов имеют многополюсную конструкцию, а турбогенераторов — двух- или четырехполюсную?
5. Сколько полюсов имеет ротор гидрогенератора, если его частота вращения 62,5 об/мин, а частота генерируемого напряжения 50 Гц?
6. Какие системы возбуждения применяются для синхронных машин и в чем заключается их сущность?
7. Дайте определение коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения обмотки якоря. Какие меры принимают для улучшения формы напряжения в явнополюсных и неявнополюсных синхронных машинах?
8. Что такое нормальная характеристика холостого хода?

### 13.1. Реакция якоря

Если к трехфазному синхронному генератору подключить симметричную трехфазную нагрузку, то по обмотке якоря будет протекать симметричная система токов, создающих вращающееся магнитное поле якоря. Как было показано в гл. 12, поле якоря перемещается в пространстве с той же частотой вращения и в ту же сторону, что и поле возбуждения, т.е. по отношению друг к другу эти поля неподвижны. Результирующее магнитное поле машины при нагрузке будет создаваться совместным действием МДС обмоток возбуждения и якоря и будет отличаться от магнитного поля при холостом ходе.

Воздействие МДС якоря на поле возбуждения машины называется *реакцией якоря*. Характер этого воздействия зависит от взаимного расположения в пространстве полей возбуждения и якоря. Поле возбуждения всегда направлено по оси полюсов (продольной оси  $d$ ) и наводит в обмотке якоря ЭДС  $E_{10}$ , направленную по поперечной оси  $q$ . Ориентация магнитного поля якоря по отношению к осям симметрии ротора, зависящая от характера сопротивления нагрузки, определяется углом сдвига между ЭДС  $E_{10}$  и током якоря  $I_1$ , который обозначается буквой  $\psi$ . Если пренебречь относительно малым активным сопротивлением обмотки якоря по сравнению с ее индуктивным сопротивлением  $x_{обм}$ , то электрическую схему замещения для одной фазы обмотки якоря можно представить в виде, показанном на рис. 13.1. В этом случае угол  $\psi$  в зависимости от характера нагрузки  $Z_n$  может изменяться от  $+\pi/2$  до  $-\pi/2$ .

Рассмотрим проявление реакции якоря в трех предельных случаях.

1. Ток якоря  $I_1$  отстает от  $E_{10}$  на угол  $\psi = \pi/2$ . Из анализа схемы на рис. 13.1 следует, что такому режиму соответствует индуктивный характер нагрузки ( $Z_n = x_L$ ). На рис. 13.2 схематично показаны реакция якоря при индуктивной нагрузке и соответствующая этой нагрузке векторная диаграмма.

Для упрощения обмотка каждой фазы представлена одной катушкой. Будем считать, что поле возбуждения имеет синусо-

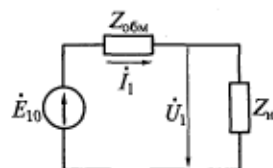


Рис. 13.1. Электрическая схема замещения фазы обмотки якоря

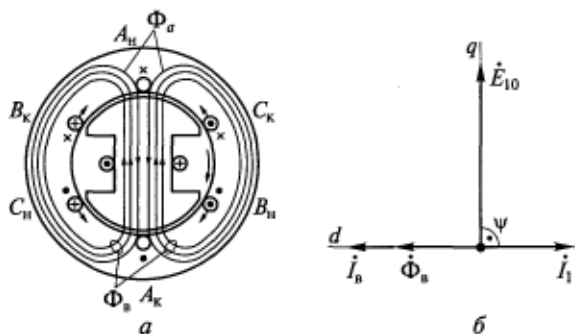


Рис. 13.2. Реакция якоря (а) и векторная диаграмма (б) синхронного генератора при индуктивной нагрузке

идальный характер. При вращении ротора в обмотках фаз якоря наводятся ЭДС, направление которых определяется по правилу правой руки. Для момента времени, соответствующего положению ротора, приведенному на рисунке, направления ЭДС показаны крестиками и точками около проводников. Максимальная ЭДС индуцируется в проводниках фазы *A*, расположенных по оси полюсов (т. е. когда индукция возбуждения максимальна).

Порядок чередования фаз на этом рисунке согласован с направлением вращения ротора.

Магнитное поле якоря  $\Phi_a$ , совпадающее с направлением тока якоря  $I_1$ , направлено по продольной оси *d* навстречу полю возбуждения  $\Phi_B$ . Следовательно, при индуктивной нагрузке в синхронном генераторе возникает продольная размагничивающая реакция якоря, а значит, результирующий магнитный поток и индуцированная в обмотке якоря ЭДС меньше, чем при холостом ходе.

Используя правило левой руки, по рис. 13.2 можно определить направления сил *f*, действующих на проводники якоря, а из этого заключить, что сумма сил, действующих на обмотку якоря, равна нулю. Следовательно, равен нулю и электромагнитный момент, развиваемый при этой нагрузке синхронным генератором. Иными словами, при индуктивной нагрузке (продольной реакции якоря) электромагнитный момент синхронного генератора равен нулю.

2. Ток якоря  $I_1$  опережает  $E_{10}$  на угол  $\psi = \pi/2$ . В соответствии с рис. 13.1 можно считать, что такому режиму соответствует емкостный характер нагрузки ( $Z_n = x_C$ ). На рис. 13.3 схематично показаны реакция якоря синхронного генератора при емкостной нагрузке и соответствующая этой нагрузке векторная диаграмма. По сравнению с предыдущим случаем индуктивной нагрузки здесь токи фаз *B* и *C* изменили направление. Поле якоря по отношению к оси полюсов также продольное, но оно оказывает намагничивающее



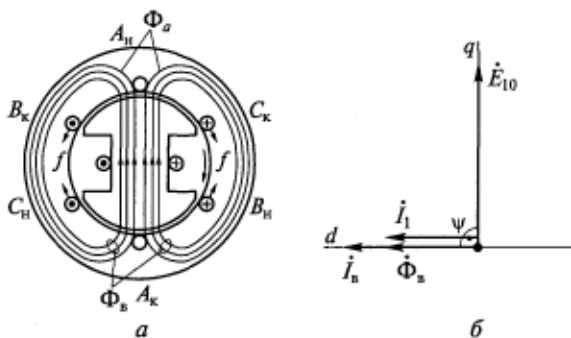


Рис. 13.3. Реакция якоря (а) и векторная диаграмма (б) синхронного генератора при емкостной нагрузке

действие, вследствие чего результирующий магнитный поток и индуцированная в обмотке якоря ЭДС будут больше, чем при холостом ходе.

Следовательно, при емкостной нагрузке реакция якоря в синхронном генераторе является продольной и намагничивающей. Анализ направлений сил  $f$  показывает, что при емкостной нагрузке (продольной реакции якоря) электромагнитный момент синхронного генератора равен нулю.

3. Ток якоря  $\dot{I}_1$  совпадает по фазе с  $\dot{E}_{10}$  ( $\psi=0$ ). В соответствии с рис. 13.1 можно считать, что такому режиму соответствует смещанный (активно-емкостный) характер нагрузки  $Z_n = r + jx_c$ . При этом емкостное сопротивление  $x_c$  должно быть равно индуктивному сопротивлению обмотки якоря  $x_{обм}$ .

Реакция якоря и векторная диаграмма, соответствующая рассматриваемому случаю, показаны на рис. 13.4. Здесь максимальный ток имеет место в фазе  $A$ , где в этот момент времени ЭДС также максимальна. Магнитное поле, созданное токами якоря, по

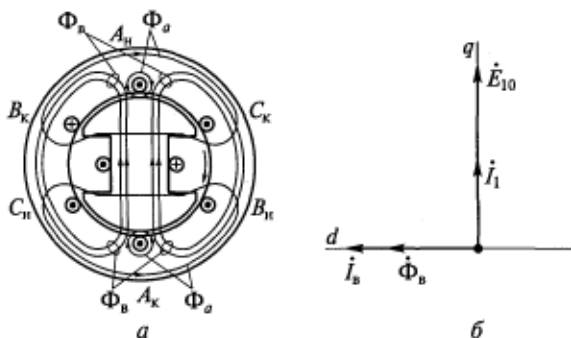


Рис. 13.4. Реакция якоря (а) и векторная диаграмма (б) синхронного генератора при  $\psi = 0$

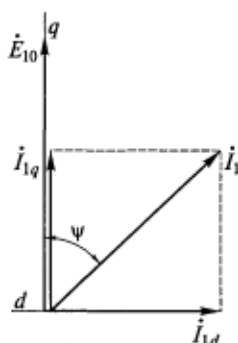


Рис. 13.5. Разложение тока якоря на продольную и поперечную составляющие

отношению к оси полюсов является поперечным, т. е. оно ослабляет поле на набегающей половине полюса и усиливает на сбегающей половине полюса. Если магнитная система машины не насыщена (линейна), то поле якоря не изменяет значение магнитного потока, а если насыщена (нелинейна), — уменьшает.

При  $\psi = 0$  электромагнитные силы, создаваемые токами, протекающими по обмотке статора, имеют направление в одну сторону, совпадающее с направлением вращения ротора. При этом на ротор действуют такие же по значению силы, но направленные против его вращения, т. е. создающие тормозной электромагнитный момент.

Для компенсации этого момента приводной двигатель должен развивать равный ему механический момент на валу генератора.

В общем случае ток якоря можно разложить на две составляющие (рис. 13.5):

$$\dot{I}_{1d} = \dot{I}_1 \sin \psi; \quad \dot{I}_{1q} = \dot{I}_1 \cos \psi. \quad (13.1)$$

Одна из этих составляющих тока  $\dot{I}_{1q}$ , совпадающая по фазе с ЭДС, создает поперечную МДС якоря и называется поперечным током якоря. Другая составляющая  $\dot{I}_{1d}$  создает продольную МДС якоря и называется продольным током якоря. Таким образом, в общем случае при нагрузке в машине существуют как продольная, так и поперечная реакция якоря.

Влияние поля якоря было рассмотрено на примере явнополюсного синхронного генератора. Однако полученные результаты в полной мере относятся и к неявнополюсным машинам.

Количественный учет влияния реакции якоря на работу машины производится на основе векторных диаграмм. Обычно с их помощью находят МДС обмотки возбуждения (или ток  $I_b$ ), необходимую для обеспечения соответствующего режима работы, который, в свою очередь, определяется током якоря  $I_1$  при данных значениях  $\cos \phi$  и напряжения на выводах генератора  $U_1$ .

## 13.2. Векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора без учета насыщения

При качественном рассмотрении процессов, происходящих в генераторе, целесообразно использовать более простую векторную диаграмму, построенную без учета насыщения.

При построении такой диаграммы применяется метод наложения, согласно которому можно считать, что в машине существуют два независимых магнитных потока: поток возбуждения и поток якоря. Каждый из этих потоков, в свою очередь, можно разделить на рабочий поток, сцепленный с обеими обмотками, и поток рассеяния, сцепленный лишь с одной из них.

Полный поток возбуждения  $\Phi_2 = \Phi_b + \Phi_{вст}$ ; полный поток якоря  $\Phi_1 = \Phi_a + \Phi_{ас}$ . Потоки  $\Phi_b$ ,  $\Phi_a$  и  $\Phi_{ас}$  наводят в обмотке якоря ЭДС соответственно  $E_{10}$ ,  $E_a$  и  $E_{ас}$ . Тогда, исходя из второго правила Кирхгофа, для фазы обмотки якоря можно записать

$$\dot{E}_{10} + \dot{E}_a + \dot{E}_{ас} = \dot{I}_1 Z_n + \dot{I}_1 r_1, \quad (13.2)$$

где  $Z_n$  — комплексное сопротивление нагрузки;  $r_1$  — активное сопротивление фазы обмотки якоря.

Магнитный поток и индуцируемая им ЭДС пропорциональны току якоря:

$$\dot{E} = -j\dot{I}x, \quad (13.3)$$

где  $x$  — коэффициент пропорциональности, называемый индуктивным сопротивлением.

Тогда входящие в (13.2) ЭДС можно представить в следующем виде:

$$\dot{E}_a = -j\dot{I}_1 x_a; \quad \dot{E}_{ас} = -j\dot{I}_1 x_{ас}. \quad (13.4)$$

Подставив значения ЭДС из (13.4) в (13.2) и заменив  $\dot{I}_1 Z_n$  на  $\dot{U}_1$ , получим

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_{10} - j\dot{I}_1(x_a + x_{ас}) + \dot{I}_1 r_1 = \dot{E}_{10} - j\dot{I}_1 x_c + \dot{I}_1 r_1, \quad (13.5)$$

где  $x_a$  — индуктивное сопротивление реакции якоря;  $x_{ас}$  — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря;  $x_c$  — синхронное индуктивное сопротивление обмотки якоря,  $x_c = x_{ас} + x_a$ .

С учетом (13.5) по заданным  $U_1$ ,  $I_1$  и  $\cos \varphi$  на рис. 13.6 построена векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора. Ток возбуждения  $I_b$ , соответствующий определяемой по этой векторной диаграмме ЭДС  $\dot{E}_{10}$ , находят по спрямленной характеристике холостого хода (прямой 3 на рис. 14.4).

Параметры неявнополюсных синхронных машин в относительных единицах:

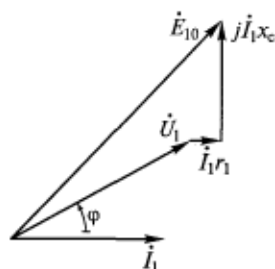


Рис. 13.6. Векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора без учета насыщения

Синхронное индуктивное сопротивление $x_c^*$ .....	1,2...2,4
Индуктивное сопротивление реакции якоря $x_d^*$ .....	1,1...2,3
Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря $x_{ос}^*$ .....	0,08...0,15
Активное сопротивление обмотки якоря $r_1^*$ .....	0,002...0,02

При переводе значений параметров машин в относительные единицы за базовое сопротивление принимают отношение номинального фазного напряжения обмотки якоря к номинальному фазному току.

Из приведенных значений параметров неявнополюсных синхронных машин следует, что активное сопротивление якоря очень мало по сравнению с индуктивными сопротивлениями. Поэтому при построении векторных диаграмм вектором  $\dot{I}_1 r_1$  обычно пренебрегают.

### 13.3. Особенности реакции якоря в явнополюсном синхронном генераторе. Метод двух реакций

Магнитный поток якоря в машине с ненасыщенной магнитной системой пропорционален МДС обмотки якоря  $F_a$  и обратно пропорционален магнитному сопротивлению  $R_m$  контура, по которому замыкается этот поток. Основную часть магнитного сопротивления составляют воздушные зазоры  $\delta$  между статором и ротором. При анализе режимов работы неявнополюсных генераторов можно считать, что вдоль всей расточки машины  $\delta = \text{const}$  и, следовательно,  $R_m = \text{const}$ . Поэтому в таких генераторах значение потока якоря и индуцируемая им ЭДС  $E_a$  являются функцией МДС  $F_a$  и не зависят от положения оси этой МДС относительно полюсов (угла  $\psi$ ).

В явнополюсной синхронной машине ротор в магнитном отношении является несимметричным: воздушный зазор по его продольной оси меньше, чем по поперечной. Вследствие этого при изменении характера нагрузки (угла  $\psi$ ) и соответствующем изменении положения в пространстве вектора МДС якоря возникают различные магнитные сопротивления для потока, созданного этой МДС. Следовательно, в явнополюсной синхронной машине магнитный поток якоря и его форма зависят от двух величин: МДС якоря  $F_a$  и угла  $\psi$ .

Для облегчения учета реакции якоря в явнополюсной машине широко применяется метод двух реакций, предложенный французским электротехником А. Блонделем. Согласно этому методу МДС якоря  $\dot{F}_a$  раскладывается на две составляющие ( $\dot{F}_a = \dot{F}_d + \dot{F}_q$ ), аналогично разложению на составляющие тока якоря  $\dot{I}_1$ , показанному на рис. 13.5.

Составляющая  $\dot{F}_d$  совпадает с осью полюсов  $d$  и является продольной составляющей МДС якоря. Составляющая  $\dot{F}_q$  направлена по поперечной оси  $q$  и является поперечной составляющей МДС якоря. Составляющая  $\dot{F}_d$  создается током  $\dot{I}_{1d}$ , а составляющая  $\dot{F}_q$  — током  $\dot{I}_{1q}$  (см. рис. 13.5). Определяются составляющие МДС якоря по формулам

$$\begin{aligned} F_d &= 1,35(w_1 K_{061}/p) I_{1d} = 1,35(w_1 K_{061}/p) I_1 \sin \psi = F_a \sin \psi; \\ F_q &= 1,35(w_1 K_{061}/p) I_{1q} = 1,35(w_1 K_{061}/p) I_1 \cos \psi = F_a \cos \psi. \end{aligned} \quad (13.6)$$

По оси каждой из составляющих (13.6) зазоры между статором и ротором при вращении последнего остаются неизменными, поэтому магнитные потоки, созданные этими составляющими, зависят только от соответствующих МДС. Кривая распределения индукции магнитного поля для каждой из составляющих МДС якоря сохраняет свою форму при любых значениях угла  $\psi$  и зависит от размера воздушного зазора и конфигурации полюсного конечника.

При расчетах и построении векторных диаграмм нагруженных синхронных явнополюсных машин приходится определять результирующую МДС от совместного действия обмоток возбуждения и якоря. Но эти обмотки имеют различное пространственное распределение, поэтому их численно равные МДС создают неодинаковые первые гармоники потоков в воздушном зазоре машины. Распределенная обмотка якоря создает синусоидальные МДС  $F_d$  и  $F_q$ , а сосредоточенная обмотка возбуждения образует МДС прямоугольной формы  $F_b$ , поэтому, чтобы определить результирующую МДС, необходимо привести одну МДС к другой. Так как обычно при расчетах и построении диаграмм используется характеристика холостого хода  $E = f(I_b)$ , то целесообразно приводить МДС якоря к МДС обмотки возбуждения.

Чтобы для МДС обмотки якоря  $F_d$  и  $F_q$  найти эквивалентные по действию МДС обмотки возбуждения  $F_{ad}$  и  $F_{aq}$ , требуется умножить первые на коэффициенты реакции якоря  $k_d$  и  $k_q$ :

$$F_{ad} = k_d F_d; \quad F_{aq} = k_q F_q. \quad (13.7)$$

Полученные таким образом МДС  $F_{ad}$  и  $F_{aq}$  создают магнитные поля, первые гармоники которых наводят в обмотке якоря такие же ЭДС, как и первые гармоники полей, создаваемых МДС  $F_d$  и  $F_q$ . Поскольку  $F_{ad}$  пропорциональна току  $I_{1d}$ , а  $F_{aq}$  — току  $I_{1q}$ , на временных векторных диаграммах эти ЭДС изображаются векторами, совпадающими по фазе с соответствующими токами.

На рис. 13.7 приведены зависимости коэффициентов  $k_d$  и  $k_q$  от коэффициента полюсного перекрытия  $\alpha = b_n/\tau$ . Здесь  $b_n$  — ширина полюсного конечника при различных значениях отношения  $\delta_{\max}/\delta$ , где  $\delta_{\max}$  — воздушный зазор у краев полюса;  $\delta$  — воздушный зазор у середины полюса (см. рис. 12.8);  $\tau$  — полюсное деление.

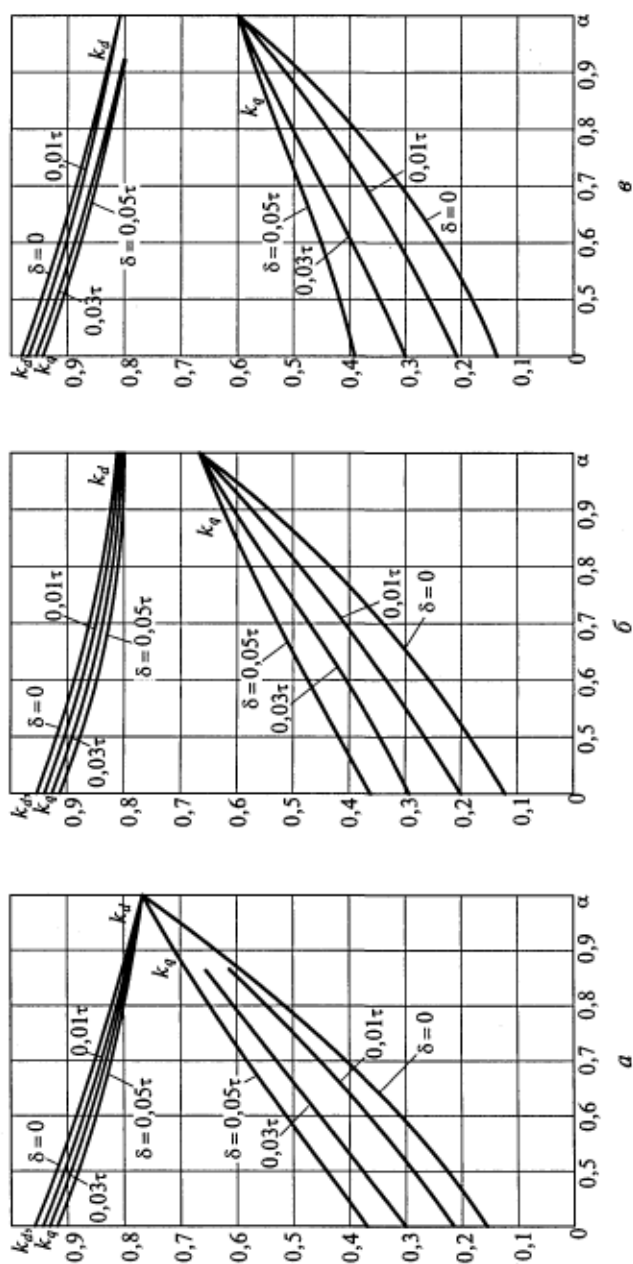


Рис. 13.7. Зависимость коэффициентов реакции якоря  $k_d$  и  $k_q$  от коэффициента полного перекрытия для различных соотношений зазоров под краем ( $\delta_{\max}$ ) и серединой ( $\delta$ ) полного наконечника:

$a$  —  $\delta_{\max}/\delta = 1$ ;  $б$  —  $\delta_{\max}/\delta = 1,5$ ;  $а$  —  $\delta_{\max}/\delta = 2$

### 13.4. Векторная диаграмма явнополюсного синхронного генератора без учета насыщения

По аналогии с неявнополюсным синхронным генератором можно считать, что в явнополюсном генераторе существуют четыре магнитных потока, индуцирующих ЭДС в обмотке якоря: поток возбуждения  $\Phi_{\psi}$ ; продольный поток реакции якоря  $\Phi_{ad}$ ; поперечный поток реакции якоря  $\Phi_{aq}$  и поток рассеяния обмотки якоря  $\Phi_{\sigma\sigma}$ .

Согласно второму правилу Кирхгофа, для фазы обмотки можно записать следующее уравнение:

$$\dot{E}_{10} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma\sigma} = \dot{U}_1 + \dot{I}_1 r_1. \quad (13.8)$$

ЭДС  $E_{ad}$ , индуцируемая потоком  $\Phi_{ad}$ , пропорциональна продольному току якоря  $I_{1d}$ :

$$\dot{E}_{ad} = -j \dot{I}_{1d} x_{ad}, \quad (13.9)$$

где  $x_{ad}$  — индуктивное сопротивление реакции якоря по продольной оси.

Аналогичные выражения запишем для остальных ЭДС, входящих в уравнение (13.8):

$$\dot{E}_{aq} = -j \dot{I}_{1q} x_{aq}; \quad \dot{E}_{\sigma\sigma} = -j \dot{I}_1 x_{\sigma\sigma}, \quad (13.10)$$

где  $x_{aq}$  — индуктивное сопротивление реакции якоря по поперечной оси;  $x_{\sigma\sigma}$  — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря.

Подставив выражения для ЭДС из (13.9) и (13.10) в (13.8), получим

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_{10} - j \dot{I}_{1d} x_{ad} - j \dot{I}_{1q} x_{aq} - j \dot{I}_1 x_{\sigma\sigma} - \dot{I}_1 r_1. \quad (13.11)$$

По уравнению (13.11) построим векторную диаграмму явнополюсного генератора, работающего на активно-индуктивную нагрузку (рис. 13.8), предположив, что известны  $I_1$ ,  $E_{10}$ ,  $\psi$  и параметры генератора.

При построении диаграммы ток  $\dot{I}_1$  предварительно раскладывается на составляющие  $\dot{I}_{1d}$  и  $\dot{I}_{1q}$ , а затем из  $\dot{E}_{10}$  вычитаются векторы падений напряжения в той последовательности, в какой они записаны в (13.11).

Преобразуем уравнение (13.11), выразив вектор  $j \dot{I}_1 x_{\sigma\sigma}$  через составляющие тока  $\dot{I}_1$ :

$$-j \dot{I}_1 x_{\sigma\sigma} = -j (\dot{I}_{1d} + \dot{I}_{1q}) x_{\sigma\sigma}.$$

После преобразования получим

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{E}_{10} - j\dot{I}_{1d}(x_{ad} + x_{1\sigma}) - \\ &- j\dot{I}_{1q}(x_{aq} + x_{1\sigma}) - \dot{I}_1 r_1 = \\ &= j\dot{I}_{1d}x_d - j\dot{I}_{1q}x_q - \dot{I}_1 r_1, \end{aligned} \quad (13.12)$$

где  $x_d$  — синхронное индуктивное сопротивление обмотки якоря по продольной оси;  $x_q$  — синхронное индуктивное сопротивление обмотки якоря по поперечной оси.

Известно, что индуктивное сопротивление пропорционально магнитной проводимости для потока, обуславливающего это сопротивление. Ось продольного потока якоря  $\Phi_{ad}$  направлена по оси полюсов, где воздушный зазор машины минимальный, а ось поперечного потока  $\Phi_{aq}$  совпадает с серединой межполюсного пространства, где воздушный зазор имеет максимальное значение. Следовательно, магнитная проводимость для потока  $\Phi_{ad}$  больше, чем для потока  $\Phi_{aq}$ . Отсюда такие соотношения между параметрами:

$$x_{ad} > x_{aq}; \quad x_d > x_q.$$

Явнополюсные синхронные машины имеют следующие значения параметров в относительных единицах:  $x_d^* = 0,6 \dots 1,5$ ;  $x_q^* = 0,4 \dots 0,9$ . Значения параметров  $x_{ad}^*$  и  $r_1^*$  такие же, как в неявнополюсных машинах.

### Контрольные вопросы

1. Что такое реакция якоря и как она влияет на работу синхронного генератора?
2. Какие оси симметрии выделяют в синхронных машинах и как эти оси связаны с конструкцией машины?
3. Какими магнитными потоками определяются индуктивные сопротивления обмотки якоря неявнополюсной синхронной машины?
4. Какими магнитными потоками определяются индуктивные сопротивления обмотки якоря явнополюсной синхронной машины?
5. Поясните порядок построения векторной диаграммы неявнополюсного синхронного генератора.
6. Поясните порядок построения векторной диаграммы явнополюсного синхронного генератора.
7. Как и зачем МДС обмотки якоря приводится к МДС обмотки возбуждения?

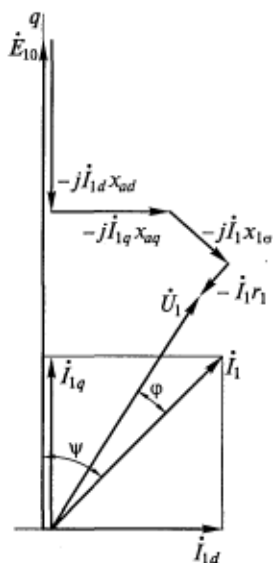


Рис. 13.8. Векторная диаграмма явнополюсного генератора без учета насыщения



### 14.1. Характеристики холостого хода и короткого замыкания

Рабочие свойства синхронного генератора оценивают по его характеристикам, важнейшими из которых являются характеристики холостого хода, трехфазного короткого замыкания, индукционная нагрузочная, внешние и регулировочные.

Характеристика холостого хода — это зависимость ЭДС холостого хода от тока (или МДС) возбуждения, т.е.  $E_{10} = f(I_B)$  при неизменной частоте вращения ротора  $n_2 = n_1 = \text{const}$  (см. рис. 12.10).

Характеристика трехфазного короткого замыкания представляет собой зависимость тока обмотки якоря при коротком замыкании от тока возбуждения, т.е.  $I_{1к} = f(I_B)$  при неизменной частоте вращения ротора  $n_2 = n_1 = \text{const}$ .

Из-за относительно малого активного сопротивления  $r_1$  обмотка якоря синхронной машины обладает практически только индуктивным сопротивлением. Следовательно, ток якоря при симметричном трехфазном коротком замыкании отстает от ЭДС на  $90^\circ$  и является чисто продольным, т.е.  $\dot{I}_{1к} = \dot{I}_{1д}$ . Этот ток создает в машине продольную размагничивающую реакцию якоря (рис. 14.1). При коротком замыкании  $\dot{U}_1 = 0$ , т.е. при  $r_1 = 0$  уравнение (13.12) преобразуется к виду

$$\dot{E}_{10} = j\dot{I}_{1к}x_d. \quad (14.1)$$

Поскольку при коротком замыкании машина ненасыщена, то зависимости  $E_{10} = f(I_{1к})$  и  $E_{10} = f(I_B)$  линейные и, следовательно, зависимость  $I_{1к} = f(I_B)$  также носит линейный характер. Характеристика трехфазного короткого замыкания синхронного генератора приведена на рис. 14.2 (прямая I).

Следует отметить, что кроме симметричного трехфазного короткого замыкания возможны и несимметричные — двухфазное и однофазное (рис. 14.3).

В случае двухфазного короткого замыкания ток  $\dot{I}_A = \dot{I}_B = \dot{I}_{1к}$ , а ток  $\dot{I}_C = 0$ . Обмотка якоря создает пульсирующее магнит-

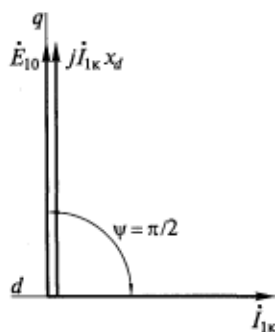


Рис. 14.1. Векторная диаграмма явнополюсного синхронного генератора при коротком замыкании

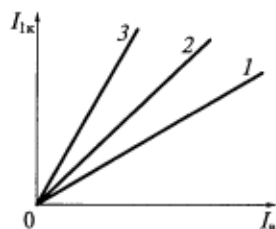


Рис. 14.2. Характеристики короткого замыкания синхронного генератора:

1 — трехфазного; 2 — двухфазного; 3 — однофазного

ное поле, которое можно разложить на прямо- и обратнорвращающиеся поля с половинной амплитудой (см. подразд. 9.6). При этом прямое поле неподвижно относительно ротора и создает размагничивающую реакцию якоря, а обратное поле вращается относительно ротора с двойной синхронной скоростью. Поскольку при неизменном токе  $I_{1к}$  МДС двухфазной обмотки существенно меньше МДС трехфазной обмотки, то и размагничивание в этом случае будет слабее, чем при трехфазном замыкании. Следовательно, магнитный поток в машине и ток короткого замыкания будут больше при неизменном токе возбуждения.

В случае однофазного короткого замыкания МДС обмотки якоря и размагничивание еще меньше, чем при двухфазном коротком замыкании, что, в свою очередь, обуславливает еще больший ток  $I_{1к}$ . Поскольку при всех типах короткого замыкания машина размагничивается, все характеристики короткого замыкания имеют линейный характер (см. рис. 14.2).

По характеристикам трехфазного короткого замыкания и холостого хода, полученным опытным путем, можно определить ненасыщенное значение индуктивного сопротивления  $x_d$  и отношение короткого замыкания.

Согласно (14.1),

$$x_d = E_{10}/I_{1к}. \quad (14.2)$$

Для расчета  $x_d$  строим на одном графике характеристику холостого хода 1 и характеристику трехфазного короткого замыкания 2, как показано на рис. 14.4. Затем, проведя касательную из начала координат к характеристике холостого хода 1, получаем спрямленную характеристику холостого хода 3. Для ЭДС холостого хода, обычно соответствующей номинальному напряжению  $U_{ном}$  (отрезку  $AC$ ), по спрямленной характеристике холостого хода

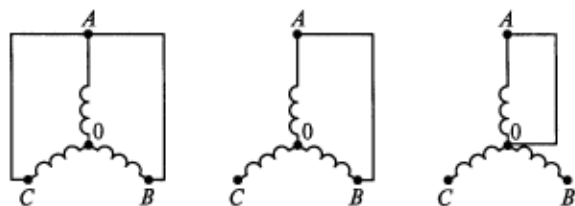


Рис. 14.3. Схемы короткого замыкания обмотки якоря:

а — трехфазного; б — двухфазного; в — однофазного

З находим соответствующий ей ток возбуждения (отрезок  $OC$ ). Для этого тока возбуждения по характеристике трехфазного короткого замыкания 2 определяем соответствующий ток  $I_{1к}$  (отрезок  $EC$ ). Далее, подставив полученные значения  $E_{10}$  и  $I_{1к}$  в выражение (14.2), находим ненасыщенное значение  $x_d$ .

Отношением короткого замыкания (ОКЗ) называется отношение тока короткого замыкания  $I_{1к}$ , соответствующего току возбуждения, при котором в режиме холостого хода ЭДС  $E_{10}$  равна номинальному напряжению  $U_{1ном}$ , к номинальному току якоря:

$$\text{ОКЗ} = I_{1к}/I_{1ном} = I_k^* \quad (14.3)$$

Ток  $I_{1к}$  определяют по рис. 14.4 следующим образом. Сначала по спрямленной характеристике холостого хода 3 находят ток возбуждения (отрезок  $OC$ ), при котором  $E_{10} = U_{1ном}$  (отрезок  $AC$ ). Затем по характеристике короткого замыкания 2 определяют соответствующий этому току возбуждения ток короткого замыкания  $I_{1к}$  (отрезок  $EC$ ). Подставив полученное значение тока  $I_{1к}$  в уравнение (14.3), находят значение ОКЗ. Поскольку  $x_d = AC/EC$ , а  $\text{ОКЗ} = EC/AC$ , то можно сделать вывод, что отношение короткого замыкания обратно пропорционально значению  $x_d$ .

В гидрогенераторах  $\text{ОКЗ} = 1 \dots 1,4$ , а в турбогенераторах  $\text{ОКЗ} = 0,5 \dots 0,7$ .

## 14.2. Индукционная нагрузочная характеристика

Индукционная нагрузочная характеристика представляет собой зависимость  $U_1 = f(I_b)$  при  $I_1 = \text{const}$ ,  $n_2 = n_1 = \text{const}$  и  $\cos \varphi = 0$ . Эта характеристика показывает, как изменяется напряжение генератора  $U_1$  с изменением тока возбуждения  $I_b$  при условии постоянства тока  $I_1$  в индуктивной нагрузке (при  $\cos \varphi = 0$ ). Обычно индукционную нагрузочную характеристику снимают при  $I_1 = I_{1ном}$ , используя в качестве нагрузки реактор или катушку с переменной индуктивностью. Так как эти индуктивные элементы обладают определенным активным сопротивлением, они не могут обеспечить выполнение условия  $\cos \varphi = 0$ . Опыт показывает, что эта характеристика близка к истинной, если  $\cos \varphi \leq 0,2$ .

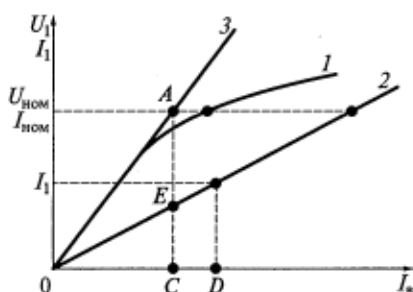


Рис. 14.4. Графические построения для определения индуктивного сопротивления  $x_d$ :

1 — характеристика холостого хода; 2 — характеристика трехфазного короткого замыкания; 3 — спрямленная характеристика холостого хода

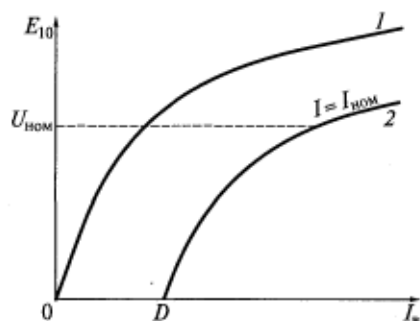


Рис. 14.5. Индукционная нагрузочная характеристика (2) и характеристика холостого хода (1) синхронного генератора

ки. На рис. 14.5 изображена также характеристика холостого хода (кривая 1). Так как ток  $I_1$  при  $\cos \varphi \approx 0$  является практически реактивным (т.е.  $I_1 \approx I_{1d}$ ), то реакция якоря в этом случае будет продольной размагничивающей. Вследствие этого, а также из-за падения напряжения в цепи якоря нагрузочная характеристика проходит ниже характеристики холостого хода.

Индукционная нагрузочная характеристика представлена на рис. 14.5 (кривая 2). Точку  $D$  этой характеристики нельзя получить экспериментально, так как при  $U_1 = 0$  ток  $I_1 = 0$ . Однако ее можно найти по характеристике трехфазного короткого замыкания. Для этого по оси ординат (см. рис. 14.4) необходимо отложить ток  $I_1$ , при котором снималась нагрузочная характеристика. Соответствующий току  $I_1$  ток возбуждения ( $0D$ ) равен току  $I_b$  в точке  $D$  индукционной нагрузочной характеристики.

### 14.3. Внешние характеристики

Внешние характеристики представляют собой зависимости напряжения генератора от тока якоря  $U_1 = f(I_1)$  при  $I_b = \text{const}$ ,  $n_2 = n_1 = \text{const}$  и  $\cos \varphi = \text{const}$ . Это основные эксплуатационные характеристики генератора, показывающие, как изменяется напряжение  $U_1$  на выводах генератора с ростом тока нагрузки  $I_1$ , если ток возбуждения и характер нагрузки остаются неизменными.

Внешние характеристики могут строиться (сниматься) как при увеличении нагрузки, так и при ее уменьшении (рис. 14.6). В первом случае все характеристики выходят из точки  $U_1 = U_{1ном}$ ,  $I_1 = 0$ , а во втором — из точки  $U_1 = U_{1ном}$ ,  $I_1 = I_{1ном}$ . Из рисунка видно, что сильное влияние на вид внешних характеристик оказывает характер нагрузки.

При индуктивной нагрузке ( $\varphi = 90^\circ$ ,  $\cos \varphi = 0$ ) реакция якоря продольная размагничивающая, и с ростом тока якоря  $I_1$  напряжение генератора резко уменьшается. Без учета активного сопротивления обмотки якоря  $r_1$  такая внешняя характеристика практически линейна.

При активной нагрузке ( $\varphi = 0$ ,  $\cos \varphi = 1$ ) реакция якоря продольно-поперечная размагничивающая, поэтому с ростом тока  $I_1$

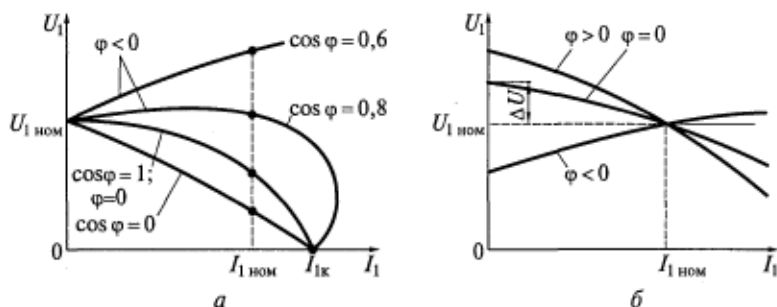


Рис. 14.6. Внешние характеристики синхронного генератора:  
 а — при увеличении нагрузки; б — при уменьшении нагрузки

напряжение генератора  $U_1$  также уменьшается. Однако, поскольку продольная составляющая тока якоря  $I_{1d}$  в этом случае меньше, чем в предыдущем, то и уменьшение напряжения генератора также будет меньше.

При активно-емкостной нагрузке ( $\varphi < 0$ ) реакция якоря продольно-поперечная намагничивающая и с ростом тока  $I_1$  напряжение сначала увеличивается, причем его максимальное значение ограничено насыщением магнитной цепи машины. При резонансе напряжений (когда индуктивное сопротивление обмотки якоря равно емкостному сопротивлению нагрузки) ток якоря достигает максимального значения.

При дальнейшем уменьшении емкостного сопротивления нагрузки реакция якоря становится размагничивающей ( $x_{обм} > x_n = x_c$ ), вследствие чего напряжение и ток  $I_1$  начинают резко уменьшаться.

При коротком замыкании все эти внешние характеристики приходят в одну точку ( $U_1 = 0$ ,  $I_1 = I_{1к}$ ), как показано на рис. 14.6, а.

Если нагрузка является смешанной, например активно-индуктивной, то внешние характеристики проходят между соответствующими крайними ее вариантами ( $\varphi = 0$  и  $\varphi = 90^\circ$ ).

Семейство внешних характеристик, показанное на рис. 14.6, б, снимается при уменьшении нагрузки — тока  $I_1$ . Эти зависимости имеют характер, обратный характеру зависимостей, показанных на рис. 14.6, а, т.е. напряжение  $U_1$  увеличивается при уменьшении активной и индуктивной нагрузок и уменьшается при уменьшении емкостной нагрузки. По этим характеристикам можно определить изменение напряжения генератора при сбросе нагрузки:

$$\Delta U^* = \Delta U / U_{ном} = (E_{10} - U_{ном}) / U_n. \quad (14.4)$$

Для определения номинального изменения напряжения  $\Delta U_{ном} = (E_{ном} - U_{ном}) / U_{ном}$  внешняя характеристика должна сниматься для  $\cos \varphi = \cos \varphi_{ном}$ .

## 14.4. Регулировочные характеристики

Регулировочные характеристики представляют собой зависимости  $I_n = f(I_1)$  при  $U_1 = \text{const}$ ,  $n_2 = n_1 = \text{const}$  и  $\cos \varphi = \text{const}$ . Эти характеристики определяют закон изменения тока возбуждения синхронного генератора, который необходим для поддержания напряжения на выводах машины неизменным при изменяющемся токе нагрузки и неизменном ее характере ( $\cos \varphi = \text{const}$ ).

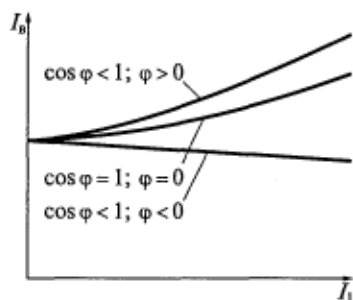


Рис. 14.7. Регулировочные характеристики синхронного генератора для разных значений  $\cos \varphi$

Регулировочные характеристики обратны внешним характеристикам. На рис. 14.7 показаны регулировочные характеристики для трех значений  $\cos \varphi$ . При индуктивном ( $\varphi = 90^\circ$ ) и активном ( $\varphi = 0$ ) характере нагрузки в машине существует продольная размагничивающая реакция якоря. Чтобы сохранить напряжение  $U_1$  постоянным с ростом нагрузки (тока якоря  $I_1$ ), необходимо компенсировать это размагничивающее действие увеличением тока возбуждения. Зависимости  $I_n = f(I_1)$  при  $\cos \varphi = 0$  ( $\varphi = 90^\circ$ ) и  $\cos \varphi = 1$  ( $\varphi = 0$ ) возрастающие. При емкостной нагрузке ( $\cos \varphi = 0$ ,  $\varphi = -90^\circ$ ) реакция якоря продольная намагничивающая и для сохранения напряжения  $U_1$  неизменным ток возбуждения необходимо уменьшать. Регулировочная характеристика в данном случае имеет падающий характер.

### Контрольные вопросы

1. Каков вид характеристик короткого замыкания и почему зависимости  $I_{1к} = f(I_n)$  являются линейными?
2. Чем отличаются внешние характеристики синхронного генератора при различном характере нагрузки?
3. Поясните взаимное расположение внешних характеристик синхронного генератора при различном характере нагрузки.
4. Сопоставьте регулировочные характеристики синхронного генератора при различном характере нагрузки.
5. Поясните взаимное расположение регулировочных характеристик синхронного генератора при различном характере нагрузки.

## ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С СЕТЬЮ

### 15.1. Особенности параллельной работы синхронных генераторов

В настоящее время электроэнергетические системы состоят из параллельно работающих электрических станций, соединенных линиями электропередачи, что повышает надежность электроснабжения потребителей по сравнению с автономным электроснабжением. Кроме того, при этом уменьшается установленная мощность электрических станций при неизменной мощности нагрузки и увеличивается экономичность за счет возможности включения (отключения) отдельных генераторов и целых электростанций в случае изменения нагрузки в системе и т. д.

При параллельной работе с общей электрической сетью мощности отдельных синхронных генераторов по сравнению с общей мощностью энергосистемы незначительны. Поэтому при любых изменениях режима работы отдельного генератора, включенного в энергосистему, ее напряжение  $\dot{U}_c$  и частота  $f_c$  остаются практически неизменными и поддерживаются всеми остальными генераторами.

В дальнейшем при рассмотрении параллельной работы синхронного генератора с сетью будем исходить из условия, что  $\dot{U}_c = \text{const}$ ,  $f_c = \text{const}$ .

### 15.2. Способы включения синхронного генератора на параллельную работу с сетью

Процесс включения синхронного генератора на параллельную работу с сетью называется синхронизацией. При этом различают *точную синхронизацию* и *самосинхронизацию* (или *грубую синхронизацию*). При включении генератора в сеть не должны возникать большие толчки тока, так как они вызывают большие моменты, действующие как на ротор, так и на статор, и значительные электродинамические силы, которые могут привести к повреждению обмоток.

Принципиальная схема синхронизации трехфазных генераторов приведена на рис. 15.1, а соответствующая ей расчетная электрическая схема для одной фазы — на рис. 15.2.

При замыкании рубильника (Р) в схеме на рис. 15.1 ток синхронизации  $I_c$  (см. рис. 15.2) определяется по формуле

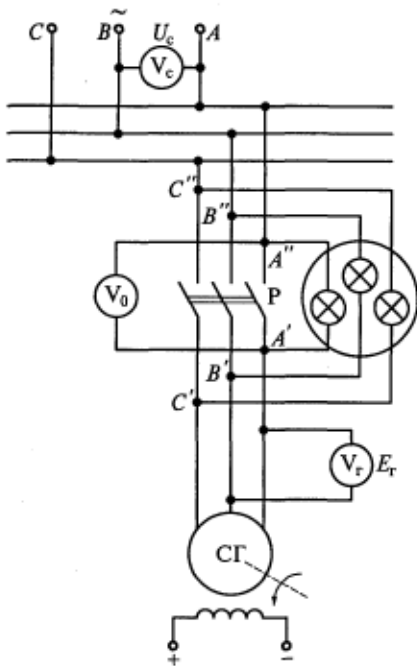


Рис. 15.1. Схема включения трехфазного синхронного генератора на параллельную работу с сетью (ламповый синхроскоп включен при этом на потухание света)

хронизации ротор генератора будет вращаться с синхронной скоростью против направления вращения магнитного поля, т. е. будет работать в режиме электромагнитного тормоза со скольжением  $s = 2$ .

Перечисленные условия являются условиями точной синхронизации.

Выполнение условий синхронизации проверяется следующим образом (см. рис. 15.1). При отключенном рубильнике (P) синхронный генератор (СГ) работает в режиме холостого

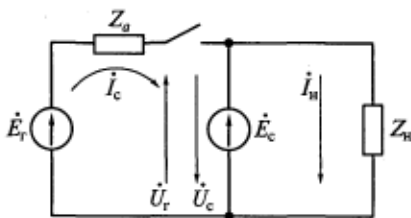


Рис. 15.2. Электрическая схема для расчета тока  $I_c$  (одной фазы)

$$\begin{aligned} i_c &= (\dot{E}_r - \dot{E}_c) / Z_a = \\ &= (\dot{U}_r - \dot{U}_c) / Z_a, \quad (15.1) \end{aligned}$$

где  $\dot{E}_r$ ,  $\dot{E}_c$  ( $\dot{U}_r$ ,  $\dot{U}_c$ ) — ЭДС (напряжения) генератора и сети соответственно;  $Z_a$  — полное сопротивление обмотки якоря генератора.

Чтобы ток  $i_c$  был равен нулю (в контуре  $E_r - E_c$  на рис. 15.2), необходимо выполнение следующих условий:

1. ЭДС генератора  $\dot{E}_r$  и сети  $\dot{E}_c$  должны быть равны по значению и находиться в противофазе.

2. Частота генератора  $f_r$  и частота сети  $f_c$  должны быть равны, иначе после синхронизации синхронный генератор будет работать в режиме асинхронного двигателя (при  $f_r < f_c$ ) или асинхронного генератора (при  $f_r > f_c$ ).

3. Порядок чередования фаз генератора и сети должен быть одинаковым, иначе после синхронизации ротор генератора будет вращаться с синхронной скоростью против направления вращения магнитного поля, т. е. будет работать в режиме электромагнитного тормоза со скольжением  $s = 2$ .

Порядок чередования фаз генератора и сети должен быть одинаковым, иначе после синхронизации ротор генератора будет вращаться с синхронной скоростью против направления вращения магнитного поля, т. е. будет работать в режиме электромагнитного тормоза со скольжением  $s = 2$ .

Перечисленные условия являются условиями точной синхронизации.

Выполнение условий синхронизации проверяется следующим образом (см. рис. 15.1). При отключенном рубильнике (P) синхронный генератор (СГ) работает в режиме холостого

хода, при этом между контактами рубильника действует ЭДС  $\Delta \dot{E} = \dot{E}_r - \dot{E}_c = \dot{E}_{10} - \dot{E}_c$ . Регулированием тока возбуждения генератора добиваются равенства ЭДС  $E_r$  и  $E_c$ , контролируя их значения с помощью вольтметров  $V_r$  и  $V_c$ .



Если бы частота вращения генератора была постоянной и равной номинальной, то частота индуцируемой ЭДС равнялась бы частоте напряжения сети и векторы  $\dot{E}_{10}$  и  $\dot{E}_c$  вращались бы с одинаковой угловой частотой, а  $\Delta E$  была бы постоянной.

В действительности получить строго постоянную частоту вращения генератора не удается и частоты ЭДС сети и генератора несколько отличаются. Поэтому векторы  $\dot{E}_{10}$  и  $\dot{E}_c$  перемещаются относительно друг друга с угловой частотой  $\omega = 2\pi(f_r - f_c)$ .

Вследствие этого  $\Delta E$  изменяется от нуля до значения, равного сумме  $E_{10} + E_c$ , и соответственно этому изменяется напряжение в трех лампах, которые одновременно то загораются, то гаснут. Наиболее благоприятным для включения генератора в сеть является момент, когда  $\Delta E = 0$ , что соответствует выполнению первого условия точной синхронизации. Однако лампы накаливания гаснут при напряжениях, равных 30...60% от номинальных значений. Поэтому, для того чтобы более точно определить момент выполнения первого условия синхронизации, параллельно одной из них включают так называемый нулевой вольтметр  $V_0$ . В момент выполнения первого условия показания этого вольтметра равны нулю и лампы не горят. Если в этот момент замкнуть рубильник Р, ток в подключенном к сети генераторе будет равен нулю. Включение ламп по схеме, приведенной на рис. 15.1, называется включением на потухание света.

Возможна другая схема соединения трех ламп: одна из них подключается к одноименным фазам генератора и сети, а две другие — к разноименным фазам. При такой схеме включения, называемой включением на вращение света, лампы будут попеременно загораться и гаснуть. Вместе эти три лампы образуют ламповый синхроскоп.

В настоящее время вместо ламповых применяются более сложные синхроскопы, позволяющие полностью автоматизировать процесс синхронизации.

Частоту генератора в процессе синхронизации регулируют изменением скорости вращения его первичного (приводного) двигателя. Если частоты генератора и сети совпадают, то лампы синхроскопа не мигают, поскольку  $\Delta E = \text{const}$ . Таким образом, с помощью лампового синхроскопа проверяют выполнение второго условия точной синхронизации.

С помощью лампового синхроскопа проверяют и третье условие точной синхронизации — одинаковость порядка чередования фаз сети и генератора. Если при схеме включения ламп, приведенной на рис. 15.1, будет наблюдаться вращение, а не потухание света, то это будет означать, что сеть и генератор имеют разный порядок чередования фаз, который в этом случае необходимо изменить, что достигается путем переключения двух фаз либо сети, либо генератора.

Для применения метода точной синхронизации требуется довольно много времени (до 10 мин). В ряде случаев при резком увеличении нагрузки в электрической системе этого времени в распоряжении персонала электрической станции может не оказаться. Тогда для ускорения включения генератора в сеть применяют способ самосинхронизации, при котором требуется выполнить лишь последние два условия точной синхронизации:

одинаковый порядок чередования фаз генератора и сети;  
примерно равные частоты генератора и сети ( $f_r = f_c$ ).

Соблюдение условия чередования фаз обычно проверяется при монтаже генератора, а следовательно, выполняется на электрической станции автоматически. Время разгона генератора, определяемое постоянной инерции блока приводной двигатель — генератор, достаточно мало. Поскольку равенство частот должно соблюдаться приближенно, то возможны два варианта включения на параллельную работу сети и генератора:  $f_r < f_c$  и  $f_r > f_c$ . В первом случае после включения синхронный генератор начинает работать параллельно с сетью в режиме асинхронного двигателя, а во втором — в режиме асинхронного генератора.

Как уже указывалось, самосинхронизация применяется при внезапном увеличении нагрузки в системе для быстрой компенсации дефицита активной мощности в электрической системе. Следовательно, при работе в режиме асинхронного двигателя этот дефицит будет возрастать, так как двигатель будет дополнительно потреблять активную мощность. Значит, желательно осуществлять включение синхронного генератора на параллельную работу при  $f_r > f_c$ .

При самосинхронизации генератор включают в сеть невозбужденным ( $E_r = 0$ ), поэтому включение сопровождается скачком тока, установившееся значение которого

$$I_c = E_c / z_a = U_c / z_a. \quad (15.2)$$

Скачок тока якоря приводит к броску потока якоря и ЭДС, наводимой в обмотке возбуждения. Чтобы избежать возникновения перенапряжений и возможного в связи с этим электрического пробоя, обмотку возбуждения на период включения генератора замыкают на балластное активное сопротивление  $r_0 = (4 \dots 6)r_b$ , где  $r_b$  — активное сопротивление обмотки возбуждения. Часто в качестве балластного используют дугогасительное сопротивление. После установления тока якоря обмотку возбуждения переключают с активного сопротивления на источник постоянного тока и плавно увеличивают ток возбуждения. Таким образом генератор втягивается в синхронизм и работает параллельно с сетью. Далее путем увеличения мощности приводного двигателя увеличивают активную мощность генератора до требуемого значения.

### 15.3. Регулирование активной мощности.

#### Угловые характеристики активной мощности

Активную мощность генератора, работающего параллельно с сетью, при принятых допущениях ( $\dot{U}_c = \text{const}$ ,  $f_c = \text{const}$ ) можно регулировать посредством изменения вращающего момента на его валу. Изменение вращающего момента достигается воздействием на двигатель, приводящий генератор во вращение. Активная мощность, отдаваемая генератором в сеть,

$$P_2 = P_{эм} - P_{эл} - P_m = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi, \quad (15.3)$$

где  $P_{эм}$  — электромагнитная мощность генератора;  $P_{эл}$  — электрические потери в обмотке якоря;  $P_m$  — магнитные потери в сердечнике якоря.

Если пренебречь электрическими (что допустимо для машин большой и средней мощностей, сопротивление  $r_1$  которых относительно мало) и магнитными потерями, можно записать

$$P_{эм} \approx P_2 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi. \quad (15.4)$$

При исследовании параллельной работы синхронного генератора с сетью удобно электромагнитную мощность  $P_{эм}$  выразить через параметры машины и угол, характеризующий положение ротора относительно результирующего магнитного поля. Для этого используют векторную диаграмму явнополюсного синхронного генератора, представленную на рис. 15.3, которая получена из диаграммы, приведенной на рис. 13.8 при  $r_1 = 0$ . В соответствии с рис. 15.3 можно записать следующие уравнения электрического равновесия по осям симметрии  $d$  и  $q$ :

$$\begin{aligned} U_1 \sin \theta &= I_q x_q; \\ U_1 \cos \theta + I_d x_d &= E_{10}. \end{aligned} \quad (15.5)$$

Из уравнений (15.5) получим выражения для составляющих тока якоря:

$$\begin{aligned} I_q &= U_1 \sin \theta / x_q; \\ I_d &= (E_{10} - U_1 \cos \theta) / x_d. \end{aligned} \quad (15.6)$$

Поскольку угол  $\psi = \varphi + \theta$ , уравнение (15.4) можно представить в виде

$$\begin{aligned} P_{эм} &= m_1 U_1 I_1 \cos (\psi - \theta) = \\ &= m_1 U_1 [I_1 \cos \psi \cos \theta + I_1 \sin \psi \sin \theta] = \\ &= m_1 U_1 [I_q \cos \theta + I_d \sin \theta]. \end{aligned}$$

После подстановки в это уравнение значений токов из (15.6) получим

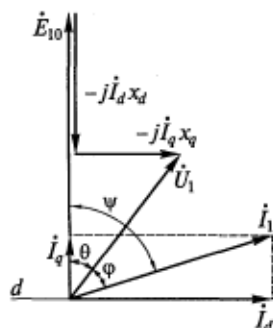


Рис. 15.3. Векторная диаграмма явнополюсного синхронного генератора при  $r_a = 0$

$$\begin{aligned}
 P_{эм} &= m_1 U_1 [U_1 \sin \theta \cos \theta / x_q + (E_{10} - U_1 \cos \theta) \sin \theta / x_d] = \\
 &= \underbrace{m_1 U_1 E_{10} \sin \theta / x_d}_{P'_{эм}} + \underbrace{(m_1 U_1^2 / 2)(1/x_q - 1/x_d) \sin 2\theta}_{P''_{эм}}. \quad (15.7)
 \end{aligned}$$

Так как индуктивные сопротивления по осям неявнополюсной синхронной машины равны ( $x_d = x_q = x_c$ ), уравнение (15.7) для нее приобретает вид

$$P_{эм} = m_1 U_1 E_{10} \sin \theta / x_c. \quad (15.8)$$

Угол  $\theta$  является углом между временными векторами  $\dot{E}_{10}$  и  $\dot{U}_1$ . В то же время согласно уравнениям (15.7) и (15.8), чтобы изменить электромагнитную мощность генератора, а следовательно, и активную мощность, отдаваемую им в сеть, необходимо изменить угол  $\theta$ . Так как угол  $\theta$  определяет активную мощность синхронной машины, работающей параллельно с сетью, его называют углом нагрузки. Зависимость  $P_{эм} = f(\theta)$  при  $U_1 = \text{const}$ ,  $I_b = \text{const}$  и  $f_1 = \text{const}$  называется угловой характеристикой активной мощности, а зависимость  $M_{эм} = f(\theta)$  — угловой характеристикой электромагнитного момента.

Электромагнитный момент

$$M_{эм} = P_{эм} / \omega_1, \quad (15.9)$$

где  $\omega_1$  — угловая синхронная скорость,  $s^{-1}$ ,  $\omega_1 = 2\pi f / p = 2\pi n_1 / 60$ .

Электромагнитная мощность в соответствии с уравнением (15.7) имеет две составляющие, из которых первая —  $P'_{эм}$  зависит как от напряжения  $U_1$ , так и от ЭДС  $E_{10}$ , создаваемой потоком возбуждения (а следовательно, током возбуждения), а вторая —  $P''_{эм}$ , не зависящая от тока возбуждения машины, возникает вследствие различия синхронных индуктивных сопротивлений по продольной ( $x_d$ ) и поперечной ( $x_q$ ) осям. Момент, определяемый этой составляющей мощности, называют *реактивным*.

За счет второй составляющей электромагнитной мощности явнополюсный генератор может работать параллельно с сетью при отсутствии тока возбуждения, т. е. когда  $E_{10} = 0$ . В этом случае магнитный поток машины создается только обмоткой якоря. При номинальном возбуждении машины амплитуда второй составляющей электромагнит-

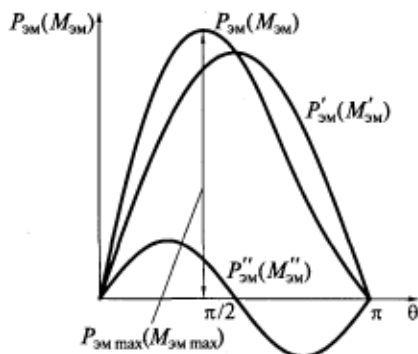


Рис. 15.4. Угловые характеристики электромагнитной мощности (момента) явнополюсного синхронного генератора

ной мощности (момента) равна 20...35 % амплитуды основной (первой) ее составляющей.

На рис. 15.4 показаны две составляющие и результирующая кривая активной мощности  $P_{эм} = f(\theta)$ , т. е. угловые характеристики активной мощности явнополюсного синхронного генератора. Они же в другом масштабе являются угловыми характеристиками электромагнитного момента  $M_{эм} = f(\theta)$ . Из этого рисунка следует, что максимальную мощность (момент) явнополюсный генератор развивает при угле нагрузки  $\theta < 90^\circ$ .

На рис. 15.5 представлена угловая характеристика активной мощности неявнополюсного синхронного генератора, соответствующая уравнению (15.8). Из рисунка видно, что угловые характеристики неявнополюсного синхронного генератора имеют синусоидальный характер. Номинальным значениям мощности и момента соответствует угол  $\theta_{ном} = 20 \dots 35^\circ$ . Максимальную мощность (момент) неявнополюсный генератор развивает при угле нагрузки  $\theta = \pi/2$  ( $\sin \theta = 1$ ):

$$\begin{aligned} P_{max} &= m_1 U_1 E_{10} / x_c; \\ M_{max} &= m_1 U_1 E_{10} / x_c \omega_1. \end{aligned} \quad (15.10)$$

Статическая перегружаемость синхронного генератора (т. е. предельно возможная кратность перегрузки при медленном увеличении внешнего момента) определяется как отношение максимальной мощности  $P_{max}$  при  $U_1 = U_{1ном}$  и ЭДС  $E_{10}$ , соответствующей номинальному току возбуждения  $I_{в.ном}$ , к номинальной мощности  $P_{ном}$ :

$$k_{ст} = P_{max} / P_{ном}.$$

Согласно ГОСТ 533—85, статическая перегружаемость неявнополюсных турбогенераторов мощностью до 160 МВт  $k_{ст} \geq 1,7$  а при мощностях до 800 МВт и более  $k_{ст} \geq 1,5$ . Согласно ГОСТ 5616—89, статическая перегружаемость явнополюсных генераторов  $k_{ст} \geq 1,5$ .

## 15.4. Условия статической устойчивости параллельной работы

Угол нагрузки  $\theta$  зависит от момента приводного двигателя  $M_d$ . Соответствующая моменту  $M_d$  прямая пересекает угловую харак-

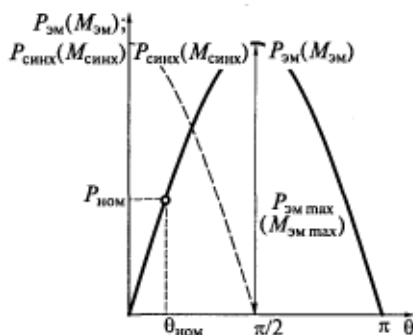


Рис. 15.5. Угловые характеристики электромагнитной мощности (момента) и синхронизирующей мощности (момента)

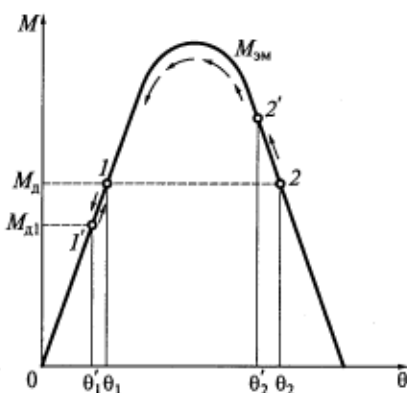


Рис. 15.6. К расчету статической устойчивости неявнополюсного синхронного генератора:

1 — статически устойчивая точка; 2 — статически неустойчивая точка

теристику электромагнитного момента в двух точках (точки возможного равновесия): 1 — при значении  $\theta_1$  и 2 — при значении  $\theta_2$  (рис. 15.6).

Рассмотрим работу генератора в точке 1. Пусть момент приводного двигателя  $M_d$  по какому-то причинам уменьшился до значения  $M_{d1}$ . По закону инерции угол  $\theta$  скачком измениться не может и остается равным  $\theta_1$ , поэтому сначала  $M_{эм} > M_d$ . При таком соотношении моментов ротор генератора начнет тормозиться и угол нагрузки будет уменьшаться. В момент, когда угол  $\theta$  станет равным  $\theta'_1$ , момент  $M_d$  восстановит свое первоначальное значение, т. е. в точке 1' соотношение между моментами изменится ( $M_d > M_{эм}$ ), и ротор начнет ускоряться, а угол  $\theta$  расти. В точке 1 моменты станут равны, и ротор возвратится в исходное положение. Иными словами, точка 1 *статически устойчивая*. Направление изменения угла нагрузки показано на рис. 15.6 стрелками.

Иное положение возникает при работе генератора в точке 2. Предположим, как и в предыдущем случае, что момент  $M_d$  уменьшился. При этом угол нагрузки также уменьшится, поскольку ротор генератора начнет тормозиться. В момент, когда угол  $\theta$  станет равным  $\theta'_2$  (точка 2'), момент  $M_d$  восстановит свое первоначальное значение. Однако в этой точке электромагнитный момент по-прежнему будет больше момента приводного двигателя  $M_d$ , и ротор будет продолжать тормозиться (а угол  $\theta$  уменьшаться), пока в точке 1 не восстановится равенство моментов ( $M_d = M_{эм}$ ). Таким образом, точка 2 является *статически неустойчивой*.

Условия устойчивой работы генератора можно записать в виде

$$\partial M_{эм} / \partial \theta > 0; \quad \partial P_{эм} / \partial \theta > 0. \quad (15.11)$$

Иными словами, область угловой характеристики при углах  $0 \leq \theta < 90^\circ$  является статически устойчивой, а область при  $\theta \geq 90^\circ$  — статически неустойчивой. Для явнополюсных синхронных генераторов границей разделения этих областей является угол  $\theta$ , при котором  $M_{эм}$  достигает максимального значения  $M_{макс}$ .

Продифференцируем уравнение (15.8) по углу  $\theta$ :

$$\begin{aligned} P_{синх} &= \partial P_{эм} / \partial \theta = (m_1 U_1 E_{10} / x_c) \cos \theta; \\ M_{синх} &= (m_1 U_1 E_{10} / x_c \omega_1) \cos \theta. \end{aligned} \quad (15.12)$$

Удельная синхронизирующая мощность  $P_{\text{синх}}$  и удельный синхронизирующий момент  $M_{\text{синх}}$ , показанные на рис. 15.5, характеризуют способность машины удерживаться в синхронизме при той или иной нагрузке. Так, при холостом ходе ( $\theta = 0$ )  $P_{\text{синх}}$  и  $M_{\text{синх}}$  имеют наибольшее значение, т. е. в этом случае машина работает наиболее устойчиво. При  $\theta = \pi/2$  синхронизирующие мощность и момент равны нулю и способность машины к восстановлению синхронной работы отсутствует.

В соответствии с (15.7) синхронизирующие мощность и момент явнополюсного генератора можно определить по формулам

$$P_{\text{синх}} = (m_1 U_1 E_{10} / x_d) \cos \theta + m_1 U_1^2 (1/x_q - 1/x_d) \cos 2\theta; \quad (15.13)$$

$$M_{\text{синх}} = (m_1 U_1 E_{10} / \omega_1 x_d) \cos \theta + m_1 U_1^2 (1/x_q - 1/x_d) \cos 2\theta / \omega_1.$$

## 15.5. Регулирование реактивной мощности. U-образные характеристики

Реактивная мощность синхронного генератора, работающего параллельно с сетью при  $U_1 = \text{const}$ ,  $f_1 = \text{const}$  и  $P = \text{const}$ , регулируется изменением тока в обмотке возбуждения.

Рассмотрим параллельную работу неявнополюсного синхронного генератора с сетью при  $P = 0$ . После включения генератора в сеть методом точной синхронизации его напряжение  $\dot{U}_r = -\dot{E}_{10}$  уравнивается напряжению сети  $\dot{U}_c$  (см. рис. 15.2), при этом  $\Delta \dot{U} = \dot{U}_r + \dot{U}_c = 0$  (рис. 15.7, а).

Ток в цепи якоря  $\dot{I}_1$  также равен нулю. Если теперь увеличить ток возбуждения (перевозбудить машину), то ЭДС  $\dot{E}_{10}$  и напряжение  $\dot{U}_r$  возрастут, а  $\Delta \dot{U} \neq 0$ . Под действием разности напряжений  $\Delta \dot{U}$  в цепи якоря возникнет ток  $\dot{I}_1 = -j \Delta \dot{U} / x_c$  (рис. 15.7, б), который будет отставать от  $\Delta \dot{U}$  на угол  $90^\circ$  и опережать напряжение сети  $\dot{U}_c$  на тот же угол. При этом токе электромагнитная мощность  $P_{\text{эм}} = 0$  ( $\theta = 0$ ) и генератор вырабатывает только реактивную мощность, которую отдаст в сеть. С ростом тока возбуждения (и ЭДС  $E_{10}$ ) будут увеличиваться разность напряжений  $\Delta U$  и ток якоря  $I_1$ .

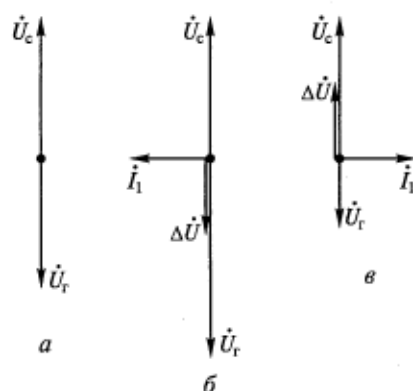


Рис. 15.7. Упрощенные векторные диаграммы (а—в), характеризующие регулирование реактивной мощности неявнополюсного синхронного генератора, работающего параллельно с сетью при  $P_{\text{эм}} = 0$

Если после точной синхронизации, т.е. при  $\Delta \dot{U} = 0$  (см. рис. 15.7, а), уменьшать ток возбуждения (недовозбуждать машину), то ЭДС  $E_{10}$  и напряжение  $U_r$  будут уменьшаться, а вектор  $\Delta \dot{U}$  изменит свое направление (рис. 15.7, в). Следовательно, ток якоря  $\dot{I}_1$ , отставая от  $\Delta \dot{U}$  на угол  $90^\circ$ , будет отставать от напряжения сети  $U_c$  на угол  $90^\circ$ . При этом реактивная мощность изменит свое направление и будет потребляться генератором из сети. При дальнейшем уменьшении тока возбуждения разность напряжений будет увеличиваться, а ток якоря — возрастать.

Таким образом, изменение тока возбуждения генератора вызывает лишь изменение реактивной составляющей тока якоря. При перевозбуждении генератор работает с отстающим от напряжения генератора  $\dot{U}_r$  током, а при недовозбуждении — с опережающим.

Рост реактивной составляющей тока якоря при изменении тока возбуждения  $I_b$  происходит не только при холостом ходе, но и при активной нагрузке генератора. Рассмотрим три векторные диаграммы неявнополюсного генератора с ненасыщенной магнитной системой, показанные на рис. 15.8. Примем активную нагрузку генератора постоянной и равной  $P = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi = \text{const}$ . Из диаграмм видно, что при  $U_1 = \text{const}$  и  $I_1 \cos \varphi = I_{1a} = \text{const}$  геометрическим местом концов векторов тока является прямая  $CD$ , перпендикулярная вектору  $\dot{U}_1$ . Одна из диаграмм, показанных на рисунке, соответствует  $\cos \varphi = 1$  ( $\varphi = 0$ ). В этом случае при заданной мощности  $P$  ток генератора  $\dot{I}_{1(1)}$  минимальный и чисто активный. Этому току на векторной диаграмме соответствует ЭДС  $\dot{E}_{10(1)}$ . Вторая диаграмма построена для отстающего тока  $\dot{I}_{1(2)}$ , которому соответствует ЭДС  $\dot{E}_{10(2)}$ , причем  $E_{10(2)} > E_{10(1)}$ . Следовательно, ток возбуждения, соответствующий этой ЭДС,  $I_{b(2)} > I_{b(1)}$ . Третья диаграмма построена при опережающем токе  $\dot{I}_{1(3)}$ , для которого  $E_{10(3)} < E_{10(1)}$ , откуда  $I_{b(3)} < I_{b(1)}$ .

В генераторе с ненасыщенной магнитной системой концы векторов ЭДС лежат на одной прямой  $AB$ , так как

$$P = P_2 = P_{эм} = (m_1 U_1 E_{10} / x_c) \sin \theta = \text{const},$$

и, следовательно,  $E_{10} \sin \theta = \text{const}$ .

По векторным диаграммам, приведенным на рис. 15.8, можно построить U-образные характеристики неявнополюсного синхронного генератора, представляющие собой зависимость тока якоря от тока возбуждения  $I_1 = f(I_b)$  при  $P = \text{const}$ ,  $U_1 = \text{const}$  и  $f_1 = \text{const}$  (рис. 15.9). Точки минимума этих характеристик соответствуют активному току якоря  $\dot{I}_1 = \dot{I}_{1a}$  и  $\cos \varphi = 1$ . С ростом активной мощности  $P$  точка минимума перемещается вправо в сторону больших токов возбуждения (на рисунке показано штриховой линией). Это объясняется тем, что при активной нагрузке реакция якоря продольно-поперечная размагничивающая, т.е. при увеличении тока



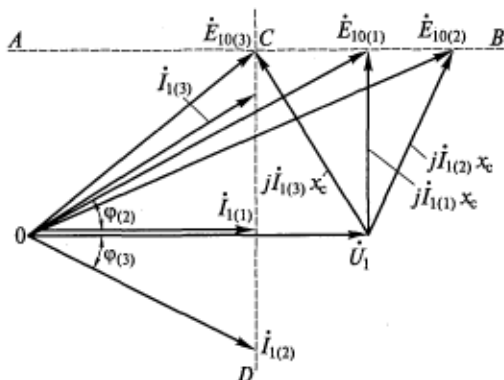


Рис. 15.8. Обобщенные векторные диаграммы неявнополюсного синхронного генератора с ненасыщенной магнитной системой при  $P = \text{const}$

$I_1 = I_{1a}$  растет размагничивающее действие реакции якоря, и для его компенсации требуется увеличение тока  $I_b$  (см. подразд. 13.1).

Для явнополюсных синхронных генераторов U-образные характеристики имеют аналогичный вид.

Линия  $\cos \varphi = 1$  разделяет U-образные характеристики на две области. Слева от этой линии находятся область недовозбуждения, при работе в которой генератор потребляет из сети реактивную мощность, справа — область перевозбуждения, при работе в которой генератор отдает реактивную мощность в сеть.

Как видно из рис. 15.9, номинальным мощностью  $P_{\text{ном}}$  и току  $I_{1\text{ном}}$  ( $I_1^* = 1$ ) соответствуют две точки на U-образной характеристике — точки *A* и *B*. Точка *A* соответствует работе синхронного генератора в режиме потребления реактивной мощности (в режиме недовозбуждения), а точка *B* — в режиме генерирования реактивной мощности (в режиме перевозбуждения). При проектировании генераторов в качестве расчетного (номинального) режима принимается режим работы в точке *B* как более тяжелый. Действительно, при неизменных потерях в статоре электрические потери в роторе в этом случае оказываются больше и тепловой режим машины при работе в точке *B* оказывается более напряженным, чем при работе в точке *A*.

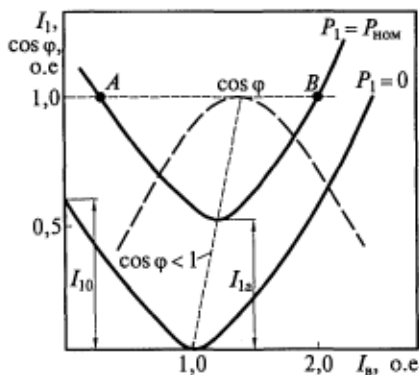


Рис. 15.9. U-образные характеристики неявнополюсного синхронного генератора

## Контрольные вопросы

1. Назовите два способа синхронизации и поясните когда они применяются.
2. Назовите условия точной синхронизации и поясните необходимость выполнения этих условий.
3. Назовите условия самосинхронизации и поясните необходимость выполнения этих условий.
4. Каковы угловые характеристики электромагнитной мощности (момента) явнополюсного и неявнополюсного синхронных генераторов?
5. От чего зависит значение максимальной электромагнитной мощности?
6. Покажите на угловых характеристиках область устойчивой работы генератора и поясните условия его устойчивой работы.
7. Какие зависимости называются U-образными характеристиками и на какие области они условно разделяются? В какой из этих областей находится точка номинального режима работы?
8. Почему с ростом электромагнитной мощности точка минимума этих характеристик смещается в сторону больших токов возбуждения?

### 16.1. Особенности двигательного режима синхронных машин

Ротор синхронного двигателя вращается с той же частотой, что и его магнитное поле. Синхронное вращение можно объяснить взаимодействием полюсов ротора и результирующего вращающегося магнитного поля статора (рис. 16.1). Возникающий в результате взаимодействия вращающегося поля якоря и поля возбуждения электромагнитный момент увлекает за собой ротор. При появлении нагрузки на ротор двигателя действует тормозной момент, поэтому ротор, продолжая вращаться синхронно, смещается относительно результирующего поля машины на угол  $\theta$  (под углом  $\theta$  понимается угол между осью полюсов ротора и осью результирующего магнитного поля). Чем больше нагрузка на валу, тем больше угол  $\theta$ . Однако в отличие от генераторов, где ротор опережает поле якоря, в двигателях ротор отстает от него, т.е. является ведомым, поэтому для двигателей этот угол принимают отрицательным.

На рис. 16.2 представлены две векторные диаграммы, одна из которых соответствует генераторному режиму работы машины, а другая — двигательному. В первом случае ротор опережает результирующее поле ( $\dot{E}_{10}$  опережает  $\dot{U}_{1r}$ ), а во втором отстает от него ( $\dot{E}_{10}$  отстает от  $\dot{U}_{1d}$ ). Под  $\dot{U}_{1r}$  и  $\dot{U}_{1d}$  понимаются напряжения на

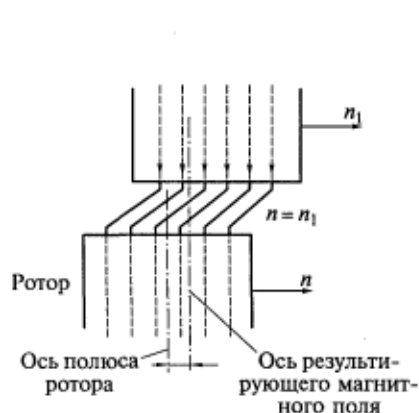


Рис. 16.1. Схема магнитного поля в воздушном зазоре двухполюсного синхронного двигателя под нагрузкой

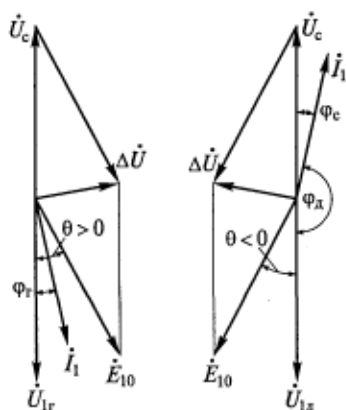


Рис. 16.2. Упрощенные векторные диаграммы синхронной машины для генераторного (а) и двигательного (б) режимов работы

выводах соответственно синхронного генератора и синхронного двигателя, уравновешивающие напряжение сети (см. рис. 16.2). Поэтому  $\dot{U}_{1d} = -\dot{U}_c$ .

Как показано на рис. 16.2, б, в соответствии с изменением фазы напряжения  $\Delta U$  изменяется фаза тока  $\dot{I}_1$  и активная мощность, отдаваемая машиной в сеть, становится отрицательной:

$$m_1 U_{1d} I_1 \cos \varphi_d < 0,$$

а мощность, потребляемая из сети, — положительной:

$$m_1 U_c I_1 \cos \varphi_c > 0.$$

Эти неравенства подтверждают, что при  $\theta < 0$  машина является двигателем, т. е. преобразует электрическую энергию в механическую. При построении векторных диаграмм синхронных двигателей принято фазу тока определять по отношению к вектору напряжения сети  $\dot{U}_c$ . Построение векторной диаграммы синхронного двигателя при известных значениях  $U_{1d}$  и  $I_1$  и угла сдвига между ними производится так же, как и для генератора, исходя из уравнения

$$\dot{U}_d = \dot{E}_{10} - j\dot{I}_1 x_{o1} - j\dot{I}_{1q} x_{aq} - j\dot{I}_{1d} x_{ad}. \quad (16.1)$$

Причем здесь так же, как и для генератора, принимается, что активное сопротивление обмотки якоря  $r_1 = 0$ .

Если при построении диаграммы исходить из известного напряжения сети  $\dot{U}_c$ , то уравнение (16.1) будет иметь вид

$$\dot{U}_c = -\dot{E}_{10} + j\dot{I}_1 x_{o1} + j\dot{I}_{1q} x_{aq} + j\dot{I}_{1d} x_{ad}. \quad (16.2)$$

Диаграммы, соответствующие уравнениям (16.1) и (16.2), для опережающего тока якоря (режима перевозбуждения) показаны на рис. 16.3. Из рисунка видно, что продольная реакция якоря в синхронном двигателе при опережающем токе действует размагничивающим образом (так как вектор  $\dot{F}_{ad}$  направлен против вектора  $\dot{F}_b$ ).

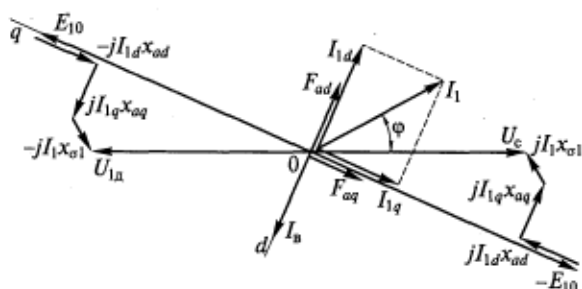


Рис. 16.3. Векторная диаграмма явнополюсного синхронного двигателя

Аналогично можно показать, что при отстающем токе продольная реакция якоря оказывает намагничивающее действие.

## 16.2. Угловые и U-образные характеристики синхронного двигателя

Синхронный двигатель потребляет электрическую мощность  $P_1$  из сети. Часть этой мощности расходуется на электрические потери в обмотке якоря  $P_{эл1}$  и магнитные потери в стали якоря  $P_m$ , оставшаяся часть — электромагнитная мощность  $P_{эм}$  — передается вращающимся магнитным полем на ротор:

$$P_{эм} = P_1 - P_{эл1} - P_m.$$

Частично мощность  $P_{эм}$  расходуется на покрытие механических  $P_{мех}$  и добавочных  $P_d$  потерь, оставшаяся же ее часть  $P_2$  является полезной механической мощностью на валу двигателя.

Уравнения для электромагнитной мощности синхронного двигателя можно получить из векторных диаграмм. Если пренебречь потерями в статоре ( $P_{эл1}$  и  $P_m$ ), то для двигателя с независимой системой возбуждения будут справедливы те же выражения, что и для генератора (см. гл. 15). Так, если принять, что  $P_1 = P_{эм} = P$ , то для явнополюсного и неявнополюсного двигателей можно соответственно записать

$$P_{эм} = P' + P'' = \frac{m_1 U_1 E_{10}}{x_d} \sin \theta + \frac{m_1 U_1^2}{2} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta; \quad (16.3)$$

$$P_{эм} = (m_1 U_1 E_{10} / x_c) \sin \theta.$$

Электромагнитный момент получают делением электромагнитной мощности на угловую скорость поля  $\omega_1$ .

Поскольку большая часть синхронных двигателей — машины явнополюсные, далее будем рассматривать именно этот конструктивный вариант двигателя. Тогда

$$M = M' + M'' = \frac{m_1 U_1 E_{10}}{\omega_1 x_d} \sin \theta + \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_1} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta. \quad (16.4)$$

В двигателе электромагнитный вращающий момент направлен в сторону вращения ротора, а за счет составляющей момента  $M''$  (реактивного момента) двигатель может работать и при отсутствии возбуждения (т.е. при  $I_b = 0$  и  $E_{10} = 0$ ).

На рис. 16.4 показана угловая моментная характеристика  $M = f(\theta)$  синхронной машины, работающей параллельно с сетью. Как и в синхронном генераторе, устойчивой является часть характеристики двигателя от начала координат до точки максимального мо-

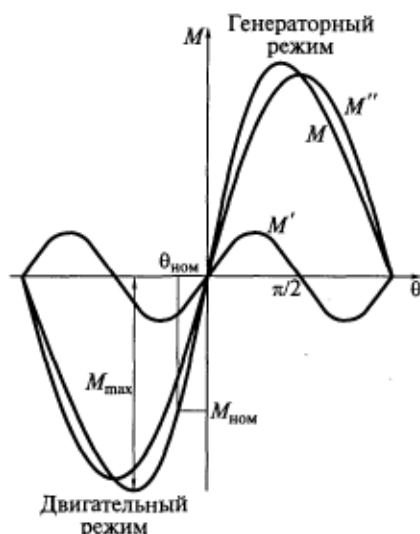


Рис. 16.4. Угловая характеристика электромагнитного момента явнополюсной синхронной машины

чувствителен к изменению напряжения сети, чем асинхронный двигатель. Кроме того, максимальный момент можно увеличивать путем увеличения тока возбуждения (в формуле момента ему соответствует ЭДС  $E_{10}$ ). Все это позволяет уменьшить расчетную перегрузочную способность  $k_M$  синхронного двигателя по сравнению с асинхронным.

U-образные характеристики двигателя, которые так же, как и для генератора, можно построить по векторным диаграммам (см. гл. 15), при разных значениях активной мощности двигателя  $P$  представлены на рис. 16.5 ( $U_1 = \text{const}$ ,  $f_1 = \text{const}$ ). При работе с опережающим током синхронный двигатель перевозбужден, а при работе с отстающим током — недовозбужден. При перевозбуждении двигатель генерирует реактивную мощность, что способствует повышению  $\cos \varphi$  в узле нагрузки. Кроме того, уменьшение потребления реактивной мощности позволяет снизить реактивную мощность, вырабатываемую синхронными генераторами на электрических станциях, уменьшить ток и потери в линиях электропередачи. Возможность генерировать реактивную мощность выгодно отличает синхронные двигатели от асинхронных, которые потребляют реактивную мощность из сети для возбуждения. Поэтому синхронные двигатели проектируются для работы при номинальной мощности с перевозбуждением (опережающим током) и  $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,9$ . Работа с перевозбуждением предпочтительна также и для повышения максимального момента двигателя.

момента  $M_{\text{max}}$ , характеризующего ее перегрузочную способность. Угловая моментная характеристика представляет собой механическую характеристику синхронного двигателя. При номинальном моменте на валу угол  $\theta_{\text{ном}} = 20 \dots 30^\circ$ .

Отношение  $k_M = M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}$  называется кратностью максимального момента и характеризует перегрузочную способность двигателя. Согласно ГОСТ 183—74\*\* кратность максимального момента должна быть не менее 1,65.

Как видно из уравнения (16.4), момент, развиваемый синхронным двигателем, пропорционален первой степени подводимого напряжения  $U_1$ , т. е. синхронный двигатель менее чув-

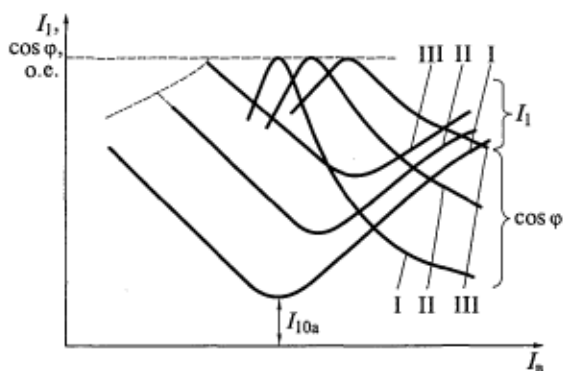


Рис. 16.5. U-образные характеристики синхронного двигателя и соответствующие им зависимости коэффициента мощности от тока возбуждения:

I —  $P = 0$ ; II —  $P = 0,25 P_{ном}$ ; III —  $P = 0,5 P_{ном}$

Уменьшение тока возбуждения приводит к уменьшению перегрузочной способности неявнополюсного двигателя, так как  $P_{max} = m_1 U_1 E_{10} / x_c$ . Предел уменьшения тока возбуждения в зоне недо возбуждения показан на рис. 16.5 штриховой линией, для которой справедливо соотношение  $P_{max} = P_i$ , где  $P_i = const$  — постоянная мощность на валу, при которой строится  $i$ -я U-образная характеристика. Если и дальше уменьшать ток возбуждения, то  $P_{max}$  станет меньше мощности приводимого механизма и двигатель выпадет из синхронизма. Иными словами, штриховой линией на этом рисунке показан предел статической устойчивости двигателя.

На рис. 16.5 приведены также зависимости  $\cos \varphi = f(I_a)$  при различных значениях  $P$  (или  $M$ ). Эти кривые показывают, что при изменении нагрузки синхронные двигатели могут работать с заданным значением  $\cos \varphi$  (в том числе и при  $\cos \varphi = 1$ ) за счет регулирования тока возбуждения.

Как видно из U-образной характеристики, соответствующей холостому ходу двигателя (кривая I), ток в ее минимальной точке (в отличие от тока холостого хода генератора — см. рис. 15.9) равен не нулю, а активной составляющей тока холостого хода двигателя  $I_{10a}$ . Соответствующая этому току мощность  $P_{10}$ , потребляемая из сети, расходуется на покрытие потерь холостого хода двигателя.

### 16.3. Рабочие характеристики синхронного двигателя

Рабочие характеристики синхронного двигателя могут быть построены или при постоянном возбуждении ( $I_a = const$ ), или при постоянном коэффициенте мощности ( $\cos \varphi = const$ ). На рис. 16.6

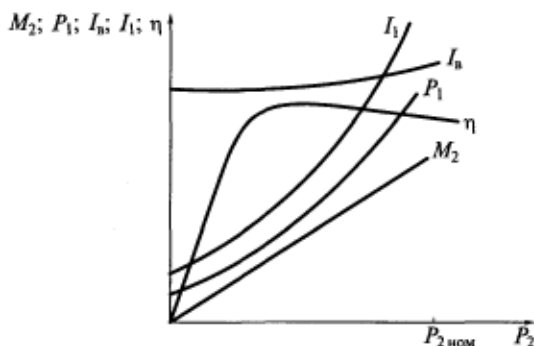


Рис. 16.6. Рабочие характеристики синхронного двигателя при  $\cos \varphi = \text{const}$

показаны рабочие характеристики синхронного двигателя — зависимости  $M$ ,  $P_1$ ,  $I_b$ ,  $I_1$ ,  $\eta = f(P_2)$  при  $f_1 = \text{const}$  и  $\cos \varphi = \cos \varphi_{\text{ном}} = \text{const}$ .

Зависимость нагрузочного момента на валу  $M_2$  от полезной мощности  $P_2$  имеет линейный характер, так как угловая скорость ротора  $\omega_2 = \omega_1 = \text{const}$  и  $M_2 = P_2/\omega_2 = \text{const}$ . Как следует из рис. 16.5, для поддержания  $\cos \varphi = \text{const}$  с увеличением нагрузки ток возбуждения  $I_b$  следует увеличивать.

При холостом ходе ( $P_2 = 0$ ) двигатель потребляет из сети мощность, необходимую для покрытия собственных потерь (в основном магнитных и механических). Следовательно, при холостом ходе ток статора не равен нулю. С возрастанием мощности нагрузки  $P_2$  увеличивается и потребляемая мощность  $P_1$ , так как  $P_1 = P_2 + \sum P$ , где  $\sum P$  — суммарные потери в двигателе.

С увеличением  $P_2$  возрастает и ток  $I_1$ . Зависимость КПД от  $P_2$  имеет такой же характер, как и для асинхронных двигателей, а максимум КПД достигается при нагрузке, меньше номинальной.

## 16.4. Способы пуска синхронных двигателей

Существуют следующие способы пуска синхронных двигателей: асинхронный, частотный и с помощью разгонного двигателя.

Наибольшее распространение получил *асинхронный* пуск, который аналогичен пуску асинхронного двигателя. Предусмотренная для этой цели в полюсных наконечниках ротора пусковая обмотка выполняется по типу короткозамкнутой обмотки ротора асинхронного двигателя и имеет ту же конструкцию, что и демпферная обмотка синхронных генераторов (см. подразд. 12.1).

При пуске трехфазная обмотка статора синхронного двигателя включается в сеть, при этом протекающий по ней ток создает круговое вращающееся магнитное поле, которое, перемещаясь



относительно ротора, наводит в его короткозамкнутой пусковой обмотке ЭДС и ток. В результате взаимодействия тока пусковой обмотки ротора с вращающимся магнитным полем якоря образуется асинхронный момент, под действием которого ротор начинает ускоряться и достигает частоты вращения  $n_2$ , близкой к частоте вращения магнитного поля  $n_1$ .

Механическая характеристика синхронного двигателя при асинхронном пуске (рис. 16.7) аналогична механической характеристике асинхронного двигателя (см. подразд. 11.1).

Ненагруженный двигатель может втянуться в синхронизм под действием реактивного момента. Если же реактивного момента оказывается недостаточно, то втягивание в синхронизм происходит после подачи постоянного тока в обмотку возбуждения за счет возникающего при этом синхронизирующего момента. С этого времени машина начинает работать как синхронный двигатель.

На рис. 16.8 показана схема включения синхронного двигателя при асинхронном пуске. В этом случае обмотка возбуждения (ОВ) машины не должна быть разомкнутой, иначе из-за большого числа витков в ней вращающимся полем якоря при пуске (скольжении  $s = 1$ ) индуцировалась бы значительная ЭДС, которая могла бы привести к пробое изоляции этой обмотки. Однако обмотку возбуждения не следует замыкать накоротко, так как в этом случае в ней могут протекать значительные токи, приводящие к провалу пускового момента при  $s = 0,5$ .

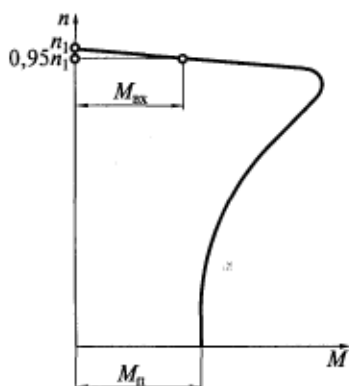
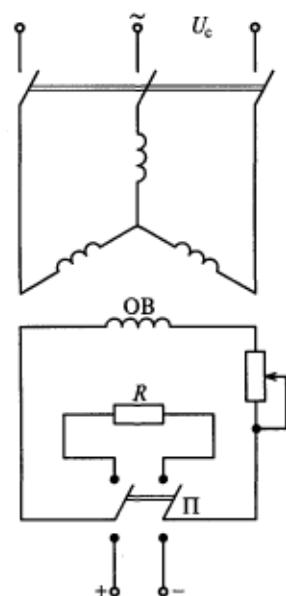


Рис. 16.7. Механическая характеристика синхронного двигателя при асинхронном пуске с разомкнутой обмоткой возбуждения

Рис. 16.8. Схема включения обмотки возбуждения синхронного двигателя при асинхронном пуске



Рассмотрим это явление подробнее. Так как обмотка возбуждения является однофазной, при пуске в ней наводится ЭДС с частотой  $f_2 = sf_1$  и протекают токи той же частоты. Пульсирующую МДС обмотки возбуждения можно разложить на две составляющие с половинной амплитудой, вращающиеся в противоположные стороны относительно ротора с одинаковой скоростью  $n_{2\text{эл}} = sn_1$ . Сам ротор при этом вращается по направлению поля якоря со скоростью  $n_{2\text{мех}} = n_1(1 - s)$ .

Прямое поле ротора вращается по направлению поля якоря со скоростью

$$n_{\text{пр}} = n_{2\text{мех}} + n_{2\text{эл}} = n_1(1 - s) + n_1s = n_1, \quad (16.5)$$

т. е. оно неподвижно относительно поля якоря. Взаимодействие этих полей создает момент  $M_1$  прямой последовательности, имеющий ту же природу, что и обычный асинхронный момент, рассмотренный ранее.

Обратное поле ротора, вращающееся относительно статора со скоростью

$$n_{\text{обр}} = n_{2\text{мех}} - n_{2\text{эл}} = (1 - s)n_1 - sn_1 = (1 - 2s)n_1, \quad (16.6)$$

индуцирует в нем ЭДС и замыкающиеся через сеть токи  $I_{12}$  с частотой

$$f_{2c} = (1 - 2s)f_1. \quad (16.7)$$

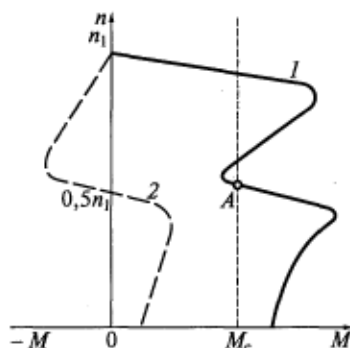
Токи  $I_{12}$ , замыкаясь через сеть, накладываются на токи прямой последовательности  $I_{11}$ , имеющие частоту  $f_1$ . Поскольку сеть является источником ЭДС с нулевым внутренним сопротивлением, то можно считать, что обмотка якоря по отношению к токам  $I_{12}$  замкнута накоротко. Взаимодействие обратных полей статора и ротора приводит к появлению электромагнитного момента, стремящегося повернуть статор по направлению вращения обратного поля.

При скольжениях  $0,5 < s \leq 1,0$  в соответствии с выражением (16.6)  $n_{\text{обр}} < 0$ , т. е. обратное поле ротора вращается по отношению к статору в сторону, противоположную направлению вращения основного поля и самого ротора. В эту же сторону направлен момент, действующий на статор. Момент  $M_2$ , действующий на ротор, равен моменту, действующему на статор, и противоположно направлен. Таким образом, в данном диапазоне скольжений момент от обратного поля ротора совпадает по направлению с основным асинхронным моментом и усиливает его.

При скольжении  $s = 0,5$  скорость вращения обратного поля ротора относительно статора  $n_{\text{обр}} = 0$ . При этом ЭДС, ток  $I_{12}$  и момент  $M_2$  также будут равны нулю.

При скольжениях  $s < 0,5$  изменяется направление вращения обратного поля ротора по отношению к статору ( $n_{\text{обр}} > 0$ ), что

Рис. 16.9. Результирующая механическая характеристика (1) и механическая характеристика от обратного поля обмотки возбуждения (2) при асинхронном пуске синхронного двигателя



приводит к изменению знака момента  $M_2$  (он будет направлен против направления вращения ротора).

При скольжении  $s = 0$  (при синхронной скорости) частота токов в роторе, ЭДС и ток в обмотке возбуждения равны нулю. Следовательно, будет равен нулю и момент  $M_2$  (см. кривую 2 на рис. 16.9).

Результирующая механическая характеристика синхронного двигателя 1 при асинхронном пуске показана на рис. 16.9. Из рисунка видно, что двигатель в этом случае имеет вторую статически устойчивую область работы в зоне  $n = 0,5n_1$ , из-за чего ротор при пуске с моментом сопротивления  $M_c$  может не разогнаться до синхронной скорости, т. е. «застрять» на промежуточной частоте вращения (в точке A).

Следовательно, в начале пуска обмотка возбуждения (см. рис. 16.8) должна быть замкнута на резистор  $R$ , с сопротивлением, примерно в пять раз превышающим активное сопротивление самой обмотки. Это существенно уменьшает ток, протекающий по обмотке, момент  $M_2$  и провал момента на механической характеристике. По окончании пуска переключателем П обмотка возбуждения подключается к источнику постоянного тока.

Асинхронный пуск синхронного двигателя характеризуют следующие величины: пусковой ток (или его кратность); начальный пусковой момент  $M_n$ ; момент входа в синхронизм  $M_{вх}$ , соответствующий асинхронному моменту при частоте вращения, равной  $0,95 n_1$  (см. рис. 16.7). Момент  $M_{вх}$  равен наибольшему моменту сопротивления, при котором возможно вхождение двигателя в синхронизм при подаче постоянного тока в обмотку возбуждения.

Если электрическая сеть не позволяет осуществить прямой асинхронный пуск, применяют пуск при пониженном напряжении (см. подразд. 11.4).

*Частотный* пуск применяют при наличии автономного источника питания, частоту напряжения которого можно изменять от

нуля до номинальной. Если плавно повышать частоту питающего напряжения, то соответственно будет увеличиваться частота вращения магнитного поля. При этом ротор, следуя за магнитным полем, постепенно будет повышать свою частоту вращения от нуля до номинальной.

При этом способе двигатель во время пуска возбужден (т. е. обмотка возбуждения подключена к источнику постоянного тока), что позволяет осуществлять пуск при максимальном электромагнитном моменте и, следовательно, нагруженном приводимом механизме.

Пуск *с помощью разгонного двигателя* состоит в том, что посторонним (разгонным) двигателем ротор синхронной машины раскручивают до номинальной частоты вращения. Затем производят включение синхронной машины на параллельную работу с сетью методом точной синхронизации или самосинхронизации (см. подразд. 15.2). После синхронизации разгонный двигатель отсоединяют от вала синхронной машины, которая переходит в двигательный режим работы. Мощность разгонного двигателя составляет 10... 20 % номинальной мощности синхронного двигателя, что обеспечивает быстрый разгон последнего до синхронной скорости.

При этом способе пуск синхронного двигателя осуществляется без нагрузки (т. е. приводимый механизм должен быть разгружен).

## 16.5. Синхронные компенсаторы

Синхронные компенсаторы используются для поддержания заданного напряжения в узлах электрической сети посредством поддержания в ней баланса реактивных мощностей (генерируемой и потребляемой). В часы максимальных нагрузок синхронные компенсаторы работают как источники реактивной мощности, а в часы минимума нагрузок — как ее потребители. Кроме того, синхронные компенсаторы включают в конце линии электропередачи непосредственно у потребителя, так как, компенсируя частично или полностью реактивную составляющую тока, они уменьшают общий ток в линии и соответственно потери в ней.

По существу, синхронный компенсатор является синхронным двигателем, работающим при холостом ходе, т. е. без механической нагрузки на валу, и потребляет из сети активную мощность, равную его потерям. Для повышения экономичности работы в качестве охлаждающей среды для синхронных компенсаторов широко применяют водород, который имеет меньшую плотность по сравнению с воздухом, что приводит к снижению механических потерь.

Основной характеристикой синхронного компенсатора является U-образная характеристика, которая мало отличается от аналогичной характеристики синхронного двигателя при холостом ходе ( $P=0$ ), приведенной на рис. 16.5. Перевозбужденный синхронный компенсатор работает с током, опережающим напряжением сети, и отдает реактивную мощность в сеть. При недо возбуждении он работает с током, отстающим от напряжения сети, и потребляет реактивную мощность из сети.

Синхронные компенсаторы часто применяются для компенсации отстающего тока в сетях с большой индуктивной нагрузкой, которую обычно создают включенные в сеть асинхронные двигатели. Компенсаторы в этом случае работают с перевозбуждением.

В некоторых случаях синхронные компенсаторы работают с недо возбуждением. Необходимость в этом возникает, если ток в линии передачи содержит значительную опережающую составляющую, обусловленную ее емкостным сопротивлением. Это наблюдается при малой нагрузке (передаваемой мощности) линии электропередачи, т.е. когда отстающий по фазе ток нагрузки не компенсирует емкостную составляющую тока линии. В этом случае включение синхронных компенсаторов уменьшает перенапряжение в линии.

При перевозбуждении ток возбуждения синхронного компенсатора больше, чем при недо возбуждении, т.е. нагреваются эти компенсаторы больше при опережающем токе. Вследствие этого номинальная мощность синхронного компенсатора соответствует номинальному току якоря в режиме перевозбуждения.

Синхронные компенсаторы имеют следующие конструктивные отличия от синхронных двигателей:

корпус компенсаторов может быть выполнен герметичным, так как они не имеют выходного конца вала;

вал компенсатора может иметь существенно меньший диаметр, чем вал двигателя, так как он не приводит в движение какой-либо механизм и момент, действующий на вал, незначителен;

так как компенсаторам не нужно иметь большой максимальный момент  $M_{\max}$ , он может быть снижен за счет уменьшения воздушного зазора между статором и ротором (т.е. за счет увеличения  $x_d$ ) что, в свою очередь, способствует уменьшению размеров обмотки возбуждения.

Все это обеспечивает меньшие габаритные размеры синхронных компенсаторов по сравнению с синхронными двигателями.

Компенсаторы выпускаются мощностью от 2,8 до 320 МВ·А, обычно в горизонтальном исполнении. Их номинальные напряжения составляют 6,3...20 кВ, а частота вращения равняется 750 или 1000 об/мин.

## Контрольные вопросы

1. В чем заключается отличие двигательного режима синхронной машины от генераторного?
2. Какой характер имеет реакция якоря в синхронном двигателе при недовозбуждении и перевозбуждении?
3. Как в синхронном двигателе можно изменять максимальный момент?
4. Какой режим (перевозбуждения или недовозбуждения) является расчетным и почему?
5. Назовите способы пуска синхронных двигателей и дайте их краткую характеристику.
6. Поясните порядок переключений обмотки возбуждения при асинхронном пуске синхронного двигателя.
7. Для чего используются синхронные компенсаторы?
8. В чем заключаются конструктивные отличия синхронных компенсаторов от синхронных двигателей?

### 17.1. Синхронные реактивные двигатели

Синхронные реактивные двигатели (СРД) имеют явнополюсный ротор. Их основное преимущество по сравнению с обычными синхронными двигателями заключается в отсутствии обмотки возбуждения и, следовательно, щеточного контактного узла. Магнитный поток в такой машине создается только обмоткой якоря, а вращающий момент, образующийся вследствие явнополюсности ротора ( $x_d \neq x_q$ ), равен реактивному моменту:

$$M_{эм} = \frac{mU_1^2}{2\omega_1} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta. \quad (17.1)$$

Как следует из формулы (17.1), максимальный вращающий момент имеет место при угле  $\theta = 45^\circ$  и чем больше различие между  $x_d$  и  $x_q$ , тем больший максимальный момент развивает двигатель.

Явнополюсный ротор всегда стремится занять по отношению к внешнему полю статора такое положение, при котором энергия магнитного поля будет минимальной. Это соответствует их взаимному положению, при котором магнитная проводимость потока максимальна, т. е. положению, когда ось внешнего поля совпадает с продольной осью ротора. Следовательно, постоянный синхронизирующий момент создается только при синхронной скорости вращения ротора, т. е. когда ротор и поле статора взаимно неподвижны.

Наиболее широкое распространение получили СРД с асинхронным пуском. Для этого на их роторе предусмотрена пусковая короткозамкнутая обмотка, как и в обычных синхронных двигателях. Статор СРД конструктивно не отличается от статора асинхронного двигателя.

Конструкции ротора реактивных двигателей весьма разнообразны. До недавнего времени в основном применялся простой явнополюсный ротор, поперечный разрез которого показан на рис. 17.1. Явно выраженные полюсы в таком роторе получают вырубкой больших пазов  $I$  в межполюсном пространстве, а пусковую короткозамкнутую клетку — заливкой алюминием всех пазов (на рисунке они заштрихованы).

Наилучшее сочетание пусковых и рабочих свойств в таком двигателе обеспечивает коэффициент полюсного перекрытия

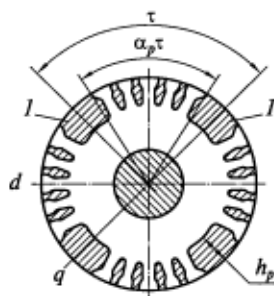


Рис. 17.1. Схема простого явнополюсного ротора четырехполюсного СРД:

*l* — большие пазы

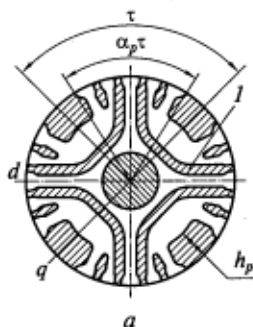


Рис. 17.2. Схемы усовершенствованных роторов четырехполюсного СРД:

*a* — с внутренними пазами; *б* — секционированный; *l* — дополнительные внутренние пазы

$\alpha_p = b_p/\tau = 0,5 \dots 0,6$  при относительной высоте полюса  $h_p/\delta = 10 \dots 12$ . Однако даже при такой оптимальной геометрии ротора перегрузочная способность этих СРД составляет всего  $1,2 \dots 1,5$  при кратности пускового тока  $k_i = 5 \dots 7$ , а мощность — около 40 % мощности асинхронного двигателя при равных габаритных размерах и суммарных потерях.

В настоящее время применяются усовершенствованные роторы СРД, в частности, с дополнительными внутренними пазами (рис. 17.2, *a*) и секционированные (рис. 17.2, *б*). Из рисунка видно, что у этих роторов существенно возрастает магнитное сопротивление потоку по поперечной оси, которое обеспечивает гораздо большую разницу между индуктивными сопротивлениями  $x_d$  и  $x_q$  без ухудшения пусковых свойств двигателя. Синхронные реактивные двигатели с такими роторами по своим энергетическим и массогабаритным показателям приближаются к асинхронным двигателям.

## 17.2. Синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов

Существуют синхронные двигатели, в которых для создания потока возбуждения вместо обмотки возбуждения применяют постоянные магниты, размещенные на роторе. В результате отпадает необходимость в контактных кольцах и машина становится бесконтактной. Синхронные машины с возбуждением от постоянных магнитов широко используются как в качестве генераторов, так и в качестве двигателей.



Преимуществами машин с возбуждением от постоянных магнитов являются простота конструкции, обусловленная отсутствием скользящих контактов и обмотки возбуждения, а также высокий КПД, обеспечиваемый благодаря отсутствию потерь на возбуждение и трение в скользящих контактах. Кроме того, такие машины не нуждаются в источнике постоянного тока для создания потока возбуждения.

Одним из главных показателей, используемых при проектировании данных машин, является степень возбужденности  $\epsilon$ , равная отношению ЭДС холостого хода к напряжению сети:

$$\epsilon = E_{10}/U_1.$$

Синхронные генераторы с постоянными магнитами рассчитаны на мощности, не превышающие нескольких десятков киловатт.

Широкое распространение получили синхронные микродвигатели с возбуждением от постоянных магнитов и асинхронным пуском (СДПМ). Конструкция статоров таких машин аналогична конструкции статоров обычных машин переменного тока. При этом СДПМ подразделяют на два вида: с радиальным и аксиальным расположением на роторе постоянных магнитов и пусковой короткозамкнутой обмотки.

В СДПМ первого вида (рис. 17.3) магнит 1 имеет форму звездочки, на которую напрессовывают стальной кольцевой пакет с пазами 2 для стержней короткозамкнутой обмотки. В отличие от двигателей с электромагнитным возбуждением расстояние между соседними полюсными наконечниками 3 очень мало и представляет собой междуполюсные прорезы (см. рис. 17.3, а), что обеспечивает увеличение магнитной проводимости рассеяния между полюсами ротора и предохраняет магниты от размагничивания при больших МДС обмотки якоря. Короткозамкнутая обмотка при такой конструкции ротора выполняется из меди и защищает постоянные магниты от размагничивания при пусках. Модификацией

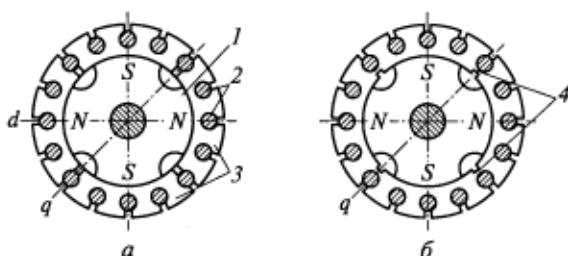


Рис. 17.3. Конструкция роторов СДПМ с радиальным расположением постоянных магнитов и пусковой обмотки:

а — со звездообразным магнитом; б — с мостиком насыщения; 1 — магнит; 2 — пазы; 3 — полюсные наконечники; 4 — мостики насыщения

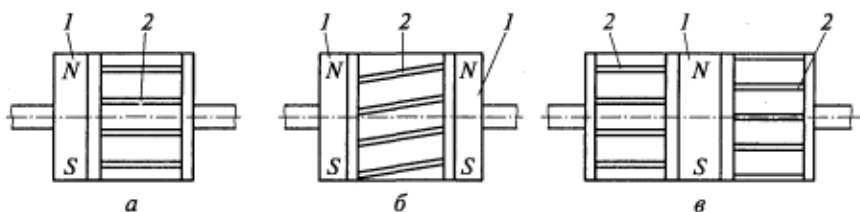


Рис. 17.4. Конструкция роторов СДПМ с аксиальным расположением постоянных магнитов и пусковой обмотки:

*a* — с одним торцевым магнитом; *b* — с двумя торцевыми магнитами; *в* — с двумя пусковыми клетками; 1 — постоянный магнит; 2 — пусковая клетка

этой конструкции является ротор с насыщающимися мостиками 4 (см. рис. 17.3, б).

В СДПМ второго вида (рис. 17.4) постоянные магниты 1 и пусковая клетка 2 располагаются вдоль вала ротора. При этом СДПМ имеет меньший диаметр по сравнению с радиальным расположением магнитов и пусковой обмотки. Достоинством аксиальной конструкции является ее технологичность, поскольку пусковая обмотка может выполняться литой, как в асинхронных двигателях, а не сварной, как в радиальных СДПМ.

Пуск СДПМ осуществляется непосредственным включением обмотки статора (якоря) в сеть. В отличие от обычных синхронных двигателей, которые во время пуска развозбуждены (см. подразд. 16.4), пуск СДПМ происходит при наличии потока возбуждения от постоянных магнитов. Этот поток в процессе пуска наводит в обмотке якоря ЭДС  $E_{1в}$ , изменяющуюся с частотой  $f_{1в} = f_1(1 - s)$ . Под действием этой ЭДС по обмотке якоря начинает протекать ток  $I_{1в}$ , имеющий частоту  $f_{1в}$ , отличную от частоты сети  $f_1$ . Сеть в этом режиме является источником ЭДС, т.е. имеет нулевое внутреннее сопротивление.

Таким образом, можно считать, что в пусковом режиме СДПМ как бы суммируются два режима:

асинхронный двигательный режим невозбужденной синхронной машины, питающейся от сети с напряжением  $U_1$  и частотой  $f_1$ . В этом режиме в результате взаимодействия потока статора и токов пусковой обмотки развивается асинхронный момент  $M_U$ ;

генераторный (тормозной) режим возбужденной синхронной машины при переменной скорости вращения и сопротивлении нагрузки, равной нулю (сеть). В этом режиме в результате взаимодействия потока возбуждения ротора с токами  $I_{1в}$  статора развивается тормозной момент  $M_B$ .

Следовательно, результирующий момент СДПМ в асинхронном режиме

$$M_{ac} = M_U + M_B. \quad (17.2)$$

Механическая характеристика СДПМ в процессе пуска представлена на рис. 17.5. Из этого рисунка видно, что пусковые свойства двигателя определяются не только соотношением, но и характером изменения двигательного и тормозного моментов. Тормозной момент обуславливает провал в пусковой характеристике и снижает крутизну результирующего момента  $M_{ac}$  при скоростях, близких к синхронной. С одной стороны, для уменьшения провала момента, увеличения минимального пускового момента  $M_{ac\min}$  и обеспечения надежного пуска следует уменьшать тормозной момент  $M_b$  посредством уменьшения степени возбуждения двигателя  $\epsilon$ .

С другой стороны, уменьшение степени возбуждения приводит к уменьшению максимального момента и перегрузочной способности СДПМ.

Таким образом, задача выбора степени возбуждения является комплексной и решается в процессе оптимизации характеристик двигателя.

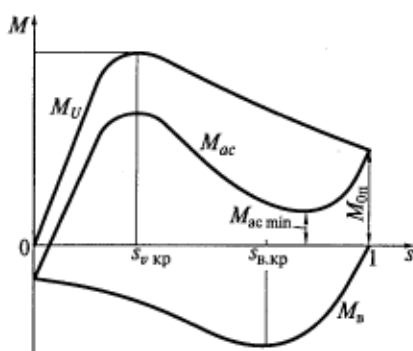


Рис. 17.5. Механическая характеристика СДПМ в пусковом режиме

### 17.3. Гистерезисные двигатели

Статор гистерезисных двигателей имеет такую же конструкцию, как статор машин переменного тока обычного исполнения. В пазах статора 1 размещается трехфазная или двухфазная обмотка 2, создающая вращающееся магнитное поле (рис. 17.6). Ротор двигателей состоит из двух частей: насаженной на вал 6 магнитной или немагнитной втулки 5 и закрепленного на ней с помощью запорного кольца 4 сплошного или шихтованного кольца 3, которое выполнено из магнитотвердого материала, имеющего широкую петлю гистерезиса (обычно из сплава викаллой).

Гистерезисный двигатель может работать как в синхронном, так и в асинхронном режиме. В асинхронном режиме его вращающий момент образуется в результате перемагничивания ротора и включает в себя две составляющие: асинхронный момент  $M_{ac}$ , образующийся от вихревых токов, наводимых в кольце 3 полем статора, и гистерезисный момент  $M_r$ , возникающий вследствие перемагничивания гистерезисного слоя ротора во вращающемся поле статора:

$$M = M_{ac} + M_r.$$

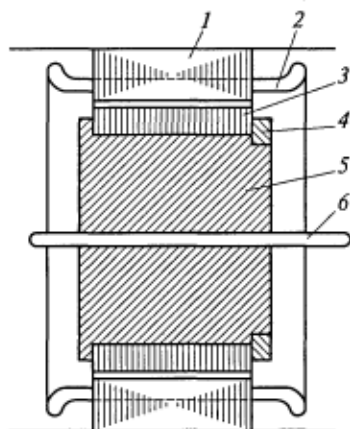


Рис. 17.6. Активная часть гистерезисного двигателя:  
1 — статор; 2 — обмотка; 3, 4 — кольца; 5 — втулка; 6 — вал

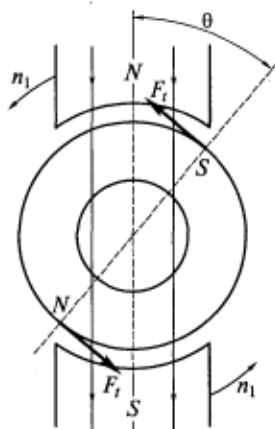


Рис. 17.7. Схема образования гистерезисного момента

Асинхронный момент  $M_{ас}$  из-за большого активного сопротивления магнитотвердого материала достигает максимума при критических скольжениях  $s_{кр} > 1$ , чем и отличается от момента обычного асинхронного двигателя.

Вследствие магнитного (гистерезисного) запаздывания ось наведенных полей статора полюсов ротора отстает от оси полюсов статора на угол  $\theta$  (рис. 17.7). В результате возникает взаимодействие между указанными полями и появляется тангенциальная сила  $F_t$ , создающая гистерезистый момент  $M_g$ . Поскольку угол  $\theta$  для гистерезисного двигателя определяется только свойствами материала ротора, сила  $F_t$  и созданный ею момент  $M_g$  не зависят от частоты вращения ротора.

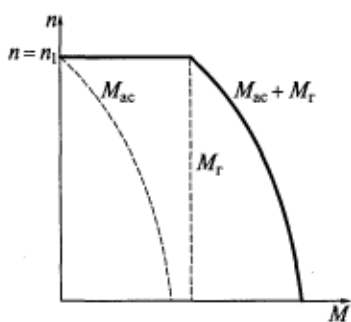


Рис. 17.8. Механическая характеристика гистерезисного двигателя в асинхронном режиме

На рис. 17.8 показана механическая характеристика гистерезисного двигателя в асинхронном режиме, который используется главным образом при пуске. Из рисунка видно, что гистерезисные двигатели обладают большим пусковым моментом, и это является их главным преимуществом.

В синхронном режиме ротор двигателя не перемагничивается и потери на гистерезис в нем отсутствуют. Чем шире петля гистерезиса матери-

ала, из которого изготовлен ротор, и больше его объем, тем больше создаваемый остаточный магнитный поток, а следовательно, больше вращающий момент  $M_r$ , развиваемый двигателем.

#### 17.4. Шаговые двигатели

Шаговые двигатели (ШД) относятся к управляемым синхронным машинам, широко применяемым в системах автоматизированного электропривода. Это машины малой мощности, преобразующие импульсные электрические сигналы в пропорциональные числу этих сигналов дискретные (скачкообразные) угловые или линейные фиксированные перемещения (шаги) ротора.

Функциональная схема ШД, представленная на рис. 17.9, состоит из формирователя импульсов (ФИ), распределителя импульсов (РИ) и усилителя мощности (УМ), входящих в блок управления (БУ), и самого шагового двигателя. Блок управления преобразует входной сигнал  $U_{вх}$  в многофазную систему напряжений, питающих обмотки ШД. Формирователь импульсов преобразует входные импульсы произвольной формы в прямоугольные импульсы необходимой длительности. Распределитель импульсов преобразует сформированные импульсы в многофазную систему напряжений, подаваемых после усиления на обмотки ШД. Электрическая энергия поступает в блок управления от постороннего источника  $U_{ист}$  постоянного тока. По своему функциональному назначению блок управления является статическим преобразователем частоты.

В большинстве случаев ШД выполняются многофазными и многополюсными без пусковой обмотки на роторе. Роторы шаговых двигателей, имеющие явнополюсное исполнение, могут быть как активными (с обмоткой возбуждения или постоянными магнитами), так и пассивными (невозбужденными). На статоре шагового двигателя расположены одна или несколько обмоток управления, которые могут быть сосредоточенными или распределенными. Питание этих обмоток осуществляется в определенной последовательности блоком управления.

Существуют разнообразные шаговые двигатели, принцип работы которых рассмотрим на примере реактивного (с пассивным ротором) шагового двигателя с сосредоточенной обмоткой на статоре (рис. 17.10). На статоре этого двигателя расположены три обмотки 1—3, каждая из которых состоит из двух катушек, размещенных на диаметрально противоположных

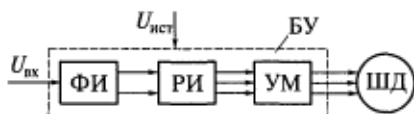


Рис. 17.9. Функциональная схема шагового двигателя

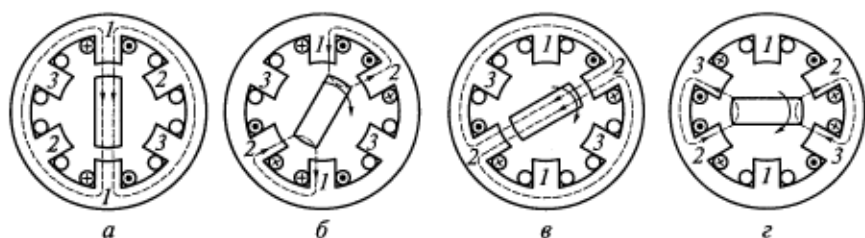


Рис. 17.10. Схемы, поясняющие принцип действия реактивного шагового двигателя с сосредоточенной обмоткой на статоре:

*a—г* — шаги ротора; *1—3* — обмотки статора

зубцах (полюсах) статора. Ротор в рассматриваемом двигателе имеет два зубца (полюса), выполненных из магнитомягкого материала.

При подаче напряжения от блока управления на обмотку 1 статора ротор займет положение, при котором магнитное сопротивление потоку будет минимальным (см. рис. 17.10, *a*). Затем напряжение подается и на обмотку 2 статора таким образом, чтобы соседние его зубцы имели противоположную полярность, после чего ротор повернется на угол  $30^\circ$  и займет положение, показанное на рис. 17.10, *б* (первый шаг). Если напряжение с обмотки 1 снимется и питание останется только на обмотке 2, то ротор повернется еще на  $30^\circ$  и займет положение, показанное на рис. 17.9, *в* (второй шаг). Далее подключается обмотка 3, ротор поворачивается еще на  $30^\circ$  в положение, показанное на рис. 17.9, *г* (третий шаг), и т. д.

Из приведенного примера становится очевидным, что увеличить число шагов двигателя за один оборот можно одним из следующих способов:

увеличением числа зубцов (полюсов) ротора;

регулированием напряжений, подаваемых на работающие обмотки статора;

изготовлением статора из нескольких смещенных в пространстве (по углу) пакетов, располагаемых в одном корпусе.

В последнем случае ротор для всех пакетов статора должен быть общий.

Рабочие свойства ШД характеризуются следующими величинами:

шаг (угол);

предельная частота, при которой к началу следующего шага переходный процесс от предыдущего шага успевает закончиться;

частота приемистости, т. е. максимальная частота, при которой возможен пуск двигателя без выпадения ротора из синхронизма (без потери шагов).

## 17.5. Вентильные реактивные двигатели

Вентильный реактивный двигатель (ВРД) — это шаговый двигатель, работающий в режиме вращения, который можно отнести к классу реактивных или явнополюсных машин. Функциональная схема ВРД не отличается от функциональной схемы шагового двигателя, приведенной на рис. 17.9. Поскольку этот двигатель имеет непрерывное вращение, то входные импульсы должны нести информацию не о конечном (фиксированном) положении ротора, а о требуемой скорости или моменте. Вентильный реактивный двигатель, как и шаговый, относится к классу управляемых двигателей, которые могут работать только в замкнутых системах автоматизированного электропривода.

Рассмотрим принцип действия ВРД на примере четырехфазного двигателя с соотношением зубцов (полюсов) статора и ротора, равным 8/6. Предположим, что при взаимном расположении ротора и статора, соответствующем рис. 17.11, *а*, подано напряжение на фазу *A*. В силу того что в этом случае с осью фазы *A* совпадает поперечная ось ротора (угол рассогласования  $\gamma = 90^\circ$  электрических), ВРД находится в положении неустойчивого равновесия и не развивает электромагнитного момента. Такое взаимное положение ротора и статора называется рассогласованным.

Пусть по каким-то причинам ротор повернулся на некоторый угол против часовой стрелки и занял положение, показанное на рис. 17.11, *б* (угол рассогласования  $0 < \gamma < 90^\circ$  электрических). В этом положении возникает реактивный момент *M*, стремящийся повернуть ротор против часовой стрелки, чтобы с осью фазы *A* совпала продольная ось ротора. Если в этом случае не переключить напряжение на другую фазу, то электромагнитный момент при совпадении продольной оси ротора и оси фазы *A* ( $\gamma = 0$ ) станет

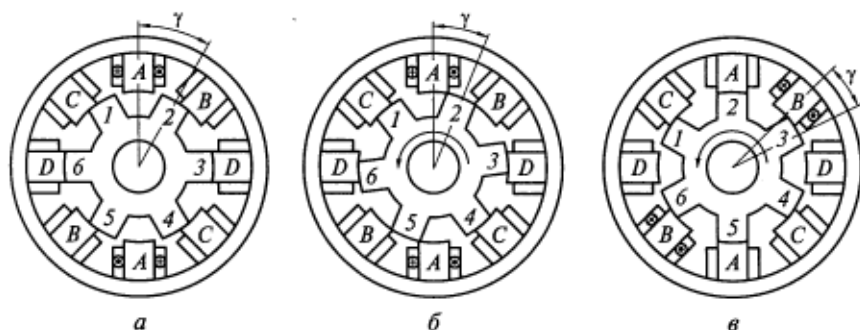


Рис. 17.11. Схемы, поясняющие принцип действия вентильного реактивного двигателя:

*а–в* — различные положения ротора; 1–6 — зубцы ротора

равным нулю и ротор установится в положение устойчивого равновесия, характерное для шагового двигателя.

Так как в ВРД необходимо обеспечить непрерывное вращение ротора, при указанном на рис. 17.11, *б* положении (*а* реально несколько раньше), напряжение с фазы *A* переключается на фазу *B*, как показано на рис. 17.11, *в*. В этом положении двигатель развивает реактивный момент *M*, стремящийся повернуть ротор против часовой стрелки, чтобы его продольная ось совпала теперь уже с осью фазы *B*.

Далее последовательно включаются фазы *C*, *D*, *A* (обратной полярности) и т. д. Из рис. 17.11 видно, что для поддержания максимального электромагнитного момента необходимо осуществлять переключение фаз двигателя при определенном значении угла рассогласования  $\gamma$ , поскольку при  $\gamma = 0$  и  $\gamma = 90^\circ$  электрических градусов электромагнитный момент обращается в нуль. Для этого ВРД должен иметь датчик углового положения ротора, по сигналам которого и будут переключаться фазы обмотки статора.

Отметим одну характерную особенность ВРД, вытекающую из рассмотренного принципа его работы. Магнитное поле статора вращается по часовой стрелке от фазы *A* последовательно к фазам *B*, *C*, *D*, а ротор — по направлению момента *M*, показанному на рисунке стрелкой, т. е. против часовой стрелки. Поэтому, строго говоря, ВРД не может называться синхронным двигателем.

В силу простоты конструкции и управления приводы с ВРД получили широкое распространение за последние 25 лет, потеснив частотно-управляемые асинхронные электроприводы.

### **Контрольные вопросы**

1. Каковы основные достоинства и недостатки синхронного реактивного двигателя?
2. Чем отличается асинхронный пуск двигателя с возбуждением от постоянных магнитов от пуска двигателя с электромагнитным возбуждением?
3. В чем состоит основное преимущество гистерезисного двигателя по сравнению с другими синхронными двигателями?
4. Поясните, как работает шаговый двигатель.
5. Как работает вентильный реактивный двигатель и чем он отличается от шагового двигателя?



## ГЛАВА 18

КОНСТРУКЦИЯ И ПРИНЦИП РАБОТЫ МАШИН  
ПОСТОЯННОГО ТОКА

## 18.1. Принцип работы машин постоянного тока

В настоящее время наиболее широко применяются машины постоянного тока с механическим коммутатором — коллектором. Коллектор осложняет условия работы машины, но опыт эксплуатации в самых тяжелых условиях показал, что правильно спроектированная и качественно изготовленная машина постоянного тока является не менее надежной, чем более простые по конструкции машины переменного тока.

Машину постоянного тока можно рассматривать как обращенную синхронную машину, т.е. как машину, на статоре которой расположена цепь постоянного тока (индуктор), а на роторе — цепь переменного тока (якорь).

На рис. 18.1 схематично изображен поперечный разрез машины постоянного тока. На неподвижной части этой машины (статоре) размещаются полюсы (П) с обмотками возбуждения (В). При этом обмотки возбуждения соединены между собой таким образом, чтобы при прохождении по ним постоянного тока полюсы приобретали чередующуюся полярность ( $N, S, N, S$  и т.д.). Поток  $\Phi$ , создаваемый обмотками возбуждения, не изменяется во времени и замыкается по контурам, показанным на рисунке штриховыми линиями. Как и в синхронных машинах, индуктор имеет две оси симметрии: продольную  $d$  и поперечную  $q$ .

На вращающейся части машины располагается обмотка якоря (О), в которой индуцируется основная ЭДС. Обмотка якоря наматывается вокруг полого шихтованного сердечника (М), закрепленного на валу машины (на рисунке не показан), и называется тороидальной. Все витки этой обмотки соединены последовательно.

Принципиальным отличием якорных обмоток машин постоянного тока является то, что они замкнуты сами на себя, т.е. конец последнего витка обмотки соединен с началом первого и, таким образом, у обмотки нет ни начала, ни конца.

Обмотка якоря имеет большое число секций, каждая из которых состоит из одного или нескольких витков.

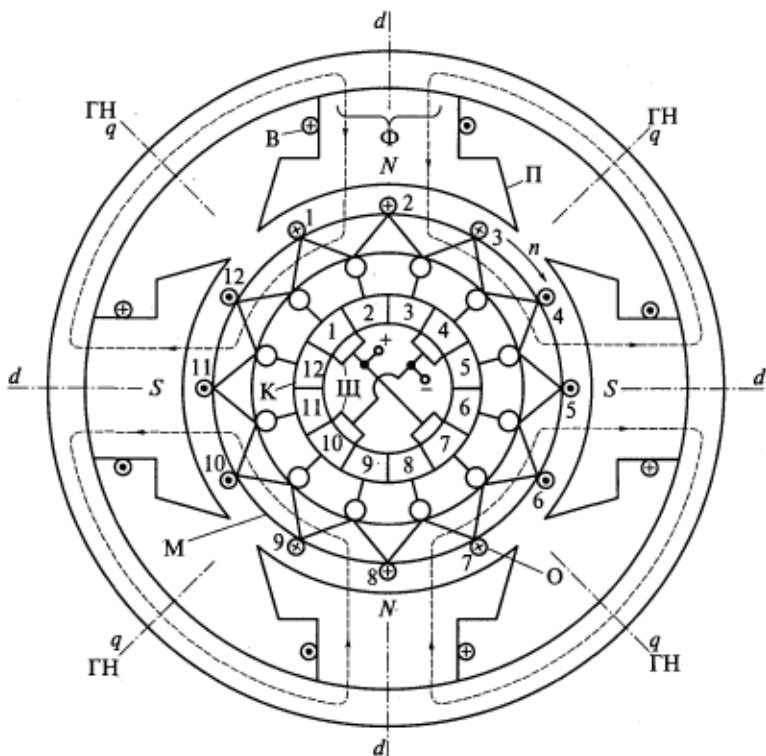


Рис. 18.1. Принципиальная схема машины постоянного тока с кольцевой обмоткой якоря

Изображенный на рис. 18.1 якорь называется кольцевым. В настоящее время эти якоря практически не применяются, так как ЭДС при такой конструкции индуцируется только в проводниках, расположенных на внешней поверхности сердечника якоря. В проводниках же, лежащих на внутренней поверхности якоря, ЭДС не наводится, потому что они не сцеплены с магнитным полем возбуждения. Однако в дальнейшем при изложении ряда физических процессов, происходящих в машинах постоянного тока, для большей наглядности будет рассматриваться именно такой якорь.

От обмотки якоря в таких машинах выполняются ответвления к пластинам коллектора (К), который располагается на валу якоря и представляет собой полый цилиндр, состоящий из электрически изолированных друг от друга медных пластин. Число коллекторных пластин равно числу секций обмотки якоря. Обмотка, показанная на рис. 18.1, состоит из 12 одновитковых секций, а коллектор соответственно — из 12 пластин.

При вращении ротора в направлении, показанном на рис. 18.1 стрелкой, в проводниках обмотки якоря индуцируется ЭДС, направление которой определяется по правилу правой руки и обозначено на рисунке точками и крестиками. При этом в обмотке якоря наводится переменная ЭДС, так как каждый проводник поочередно проходит полюсы разной полярности, что приводит к изменению знака (направления) ЭДС.

Если машина работает в режиме генератора, то переменная ЭДС обмотки выпрямляется с помощью коллектора, т.е. коллектор является в этом случае выпрямителем. С коллектором соприкасаются неподвижные щетки (Щ), посредством которых обмотка якоря соединяется с внешней сетью.

Рассмотрим электрическую схему якорной цепи, соответствующую принципиальной схеме машины, приведенной на рис. 18.1. Из рис. 18.2 видно, что щетки делят обмотку якоря на параллельные ветви, поэтому ЭДС между щетками разной полярности определяется не разностью ЭДС между проводниками, с которыми щетки соединены электрически через коллекторные пластины ( $E_{1...4}$ ,  $E_{7...10}$ ), а равна ЭДС параллельной ветви обмотки якоря, т.е. сумме ЭДС секций, содержащихся в параллельной ветви:  $E_1 + E_2 + E_3$  или  $E_7 + E_8 + E_9$ .

Следовательно, для получения максимальной ЭДС на выводах машины щетки надо устанавливать в тех местах, где ЭДС, наводимая в проводниках, меняет свое направление. Это происходит под серединой межполюсного промежутка, т.е. на поперечной оси  $q$  машины. Воображаемая линия, проведенная через середину межполюсного промежутка и совпадающая с поперечной осью машины, называется геометрической нейтралью (ГН). Значит, в машинах постоянного тока щетки должны быть установлены на геометрической нейтрали или поперечной оси. Поскольку число нейтралей равно числу пар полюсов, то число мест установки щеток равно числу полюсов.

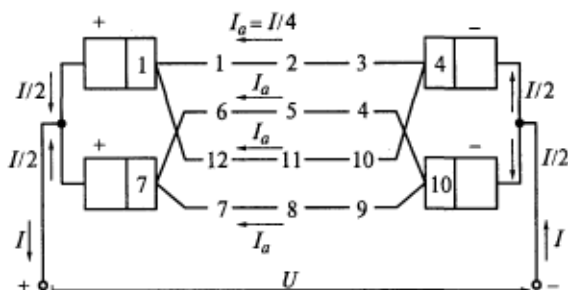


Рис. 18.2. Электрическая схема якорной цепи, соответствующая рис. 18.1

При такой схеме установки щеток (см. рис. 18.1 и 18.2) между каждой их парой включены проводники обмотки якоря с одинаковым направлением ЭДС. Следовательно, щетки, соприкасающиеся с определенными коллекторными пластинами, будут иметь указанную на рисунках полярность. При вращении якоря расположение секций в пространстве и направление ЭДС в них будут меняться. Однако между коллекторными пластинами, с которыми соприкасаются неподвижные щетки, всегда будут располагаться проводники с одинаковым направлением ЭДС, и щетки будут иметь определенную полярность. При этом щетки одной полярности соединяются между собой, а к их общим выводам подключается внешняя сеть. При наличии коллектора во внешней сети генератора будет протекать постоянный ток, в то время как в обмотке якоря ЭДС и ток будут переменными. Направление тока в проводниках будет совпадать с направлением ЭДС.

Внутри обмотки якоря, которая замкнута сама на себя, сумма ЭДС равна нулю (см. рис. 18.1), поэтому при разомкнутой внешней цепи ток внутри обмотки якоря также будет равен нулю.

Если машина работает в режиме двигателя, то к щеткам подводится постоянный ток. Коллектор в этом случае преобразует постоянный ток внешней сети в переменный ток, протекающий по обмотке якоря, т. е. является инвертором.

Пусть направление тока в проводниках обмотки якоря соответствует показанному на рис. 18.1. Направление электромагнитных сил определяется по правилу левой руки, и, так как для всех проводников направление этих сил одинаковое (против часовой стрелки), создается суммарный вращающий момент. Наибольший вращающий момент получают при установке щеток на геометрической нейтрали (оси  $q$ ), и под действием этого момента ротор двигателя начинает вращаться в направлении, противоположном указанному на рис. 18.1, (соответствующему генераторному режиму).

## 18.2. Конструкция машин постоянного тока

На рис. 18.3 показана конструкция машины постоянного тока. Статор такой машины состоит из станины 7 и прикрепленных к ней главных 5 и дополнительных полюсов. Станину машин относительно небольшой мощности изготовляют из отрезков цельнотянутых стальных труб, а станину мощных машин сваривают из толстолистового стального проката. Для закрепления машины на фундаменте или исполнительном механизме к нижней части станины приваривают лапы 8, а для транспортировки в нее ввертывают рым-болты.

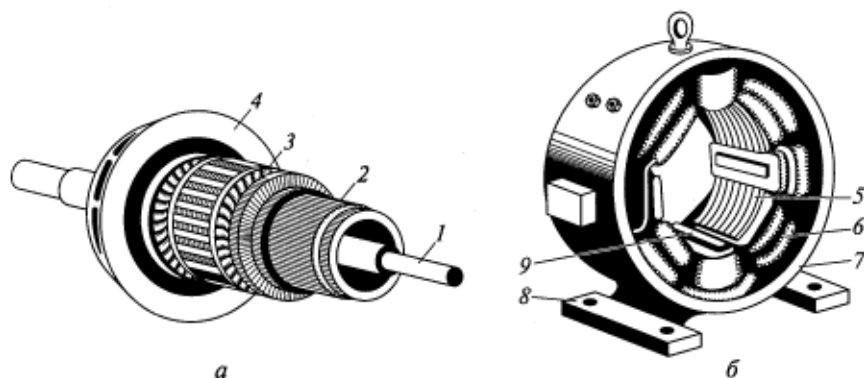


Рис. 18.3. Конструкция машины постоянного тока:

*a* — ротор; *б* — статор; 1 — вал; 2 — коллектор; 3 — якорь; 4 — передний подшипниковый щит; 5 — главные полюсы; 6 — обмотка возбуждения; 7 — станина; 8 — лапа; 9 — дополнительный полюс

На сердечниках главных полюсов размещают обмотку возбуждения 7, которую изготовляют в виде катушек из медных изолированных проводников круглого или прямоугольного сечения. Изолированные катушки насаживают на сердечник полюса и закрепляют стальными пружинящими рамками. Иногда для увеличения поверхности охлаждения катушку делят на две части. Полюс с надетой на него катушкой прикрепляют к станине болтами. Дополнительные полюсы располагают между главными полюсами и вместе с катушками их обмотки болтами прикрепляют к станине.

Ротор машины постоянного тока состоит из шихтованного сердечника якоря 3 с обмоткой и коллектора 2. Сердечник якоря и коллектор закреплены на валу 1. Сердечник собирается из изолированных листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм для снижения потерь от вихревых токов. В листах якоря предусмотрены пазы для укладки его обмотки. Обмотку в пазах закрепляют клином или бандажами, располагаемыми в кольцевых канавках сердечника якоря. Лобовые части обмотки защищают от действия центробежных сил бандажами из проволоки или стеклоленты.

Станина 7, сердечники полюсов 5 и якоря 3 являются участками магнитопровода, по которым замыкается основной магнитный поток возбуждения. Для уменьшения магнитного сопротивления на пути этого потока все указанные участки выполняют из стали. С этой же целью стараются уменьшить воздушный зазор между якорем и полюсами. Из-за зубчатого строения якоря индукция в воздушном зазоре содержит высшие гармоники, которые будут наводить в полюсном наконечнике вихревые токи. Для

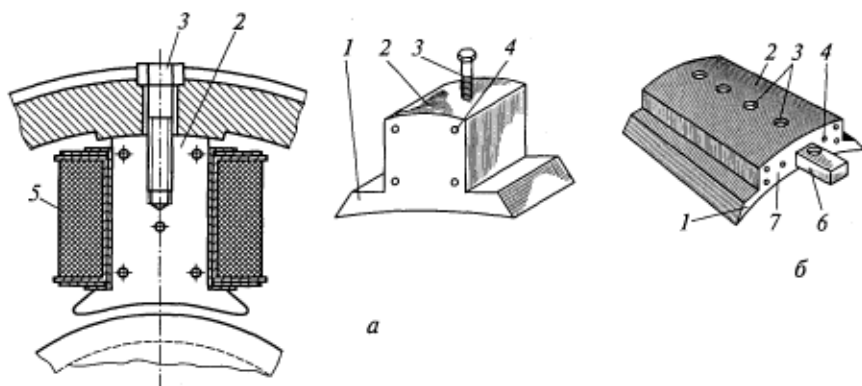


Рис. 18.4. Крепление главных полюсов машины постоянного тока с помощью болтов, ввернутых в сам полюс (а), и с помощью болтов, ввернутых в массивный стержень (б):

1 — полюсный наконечник; 2 — сердечник полюса; 3 — болт; 4 — заклепка; 5 — катушка обмотки возбуждения; 6 — массивный стержень; 7 — крайние листы полюса

их уменьшения полюсный наконечник и сердечник полюса также собирают из отдельных листов стали толщиной 1... 2 мм.

По коллектору 2 скользят неподвижные щетки, закрепленные в щеткодержателях, установленных на цилиндрических или призматических пальцах, которые, в свою очередь, укреплены в заднем подшипниковом щите. Обычно число пальцев выбирают равным числу полюсов. Ротор вращается в подшипниках. В переднем подшипниковом щите 4 на валу установлен вентилятор.

Главные полюсы (рис. 18.4), на которых размещены катушки 5 обмотки возбуждения, собирают из штампованных листов стали, что более технологично, чем механическая обработка литой заготовки полюса. Стальные листы спрессовывают в пакет и скрепляют стальными заклепками 4, число которых должно быть не менее четырех. Крайние листы 7 полюса выполняют из более толстой стали (4... 10 мм) во избежание их распушения. Чтобы получить необходимый характер распределения магнитного поля в воздушном зазоре, полюсный наконечник 1 должен иметь определенную форму. Обычно полюсный наконечник занимает 0,75... 0,85 полюсного деления  $\tau$ . Воздушный зазор между полюсами и якорем должен быть одинаковым по всей ширине полюсного наконечника либо под краями наконечника его делают больше, как в синхронных машинах.

В полюсе имеется отверстие с резьбой, в которое вворачивается болт 3, крепящий полюс к станине.

В некоторых случаях для более надежного крепления полюса болты 3 вворачивают в специальный массивный стержень 6, вставленный в полюс.

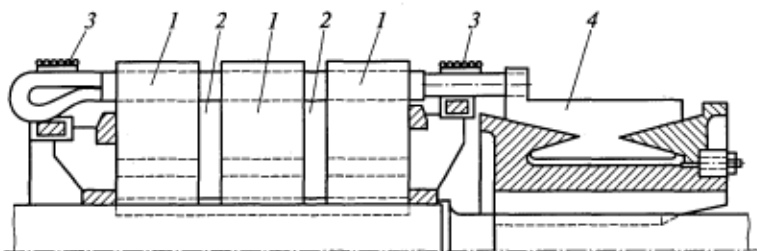


Рис. 18.5. Конструкция многопакетного сердечника якоря:

1 — пакет сердечника; 2 — радиальный вентиляционный канал; 3 — бандаж лобовой части обмотки якоря; 4 — пластина коллектора

Сердечник якоря при длине менее 25 см выполняется из одного пакета, а при большей длине — из нескольких пакетов (рис. 18.5). Между пакетами 1 с помощью специальных распорок создают вентиляционные каналы 2, предназначенные для улучшения охлаждения обмоток и сердечника якоря. Выбор формы пазов сердечника определяется типом обмотки и не отличается от формы пазов статора машин переменного тока. На рисунке также показаны бандажи 3 лобовых частей обмотки якоря и пластина коллектора 4.

Коллектор состоит из большого числа электрически изолированных друг от друга пластин (рис. 18.6, а), отштампованных из профильной меди. Для изоляции между медными пластинами устанавливают тонкие прокладки, вырубленные из миканита (рис. 18.6, б). Форма прокладок повторяет форму медных пластин. Набор коллекторных пластин с прокладками должен быть прочно скреплен и иметь строго цилиндрическую форму. К каждой коллекторной пластине присоединяют вывод от каждой секции обмотки якоря, для чего со стороны, обращенной к якорю, у них имеются выступы 1, называемые петушками, в которых выфрезерованы шлицы (см. рис. 18.6, а). В этих шлицах с помощью сварки или пайки закрепляют выводы от обмотки якоря.

Коллекторы электрических машин по конструкции и технологии изготовления можно разделить на следующие основные типы: коллекторы со стальными втулками арочного типа; коллекторы с бандажными кольцами; коллекторы на пластмассе. Каждый тип коллекторов включает в себя большое количество видов.

На рис. 18.7, а показан коллектор со стальной втулкой. Его коллекторные пластины 3 зажимаются между стальной втулкой

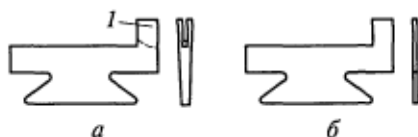


Рис. 18.6. Медная (а) и изоляционная (б) пластины коллектора:

1 — выступ (петушок) коллекторной пластины

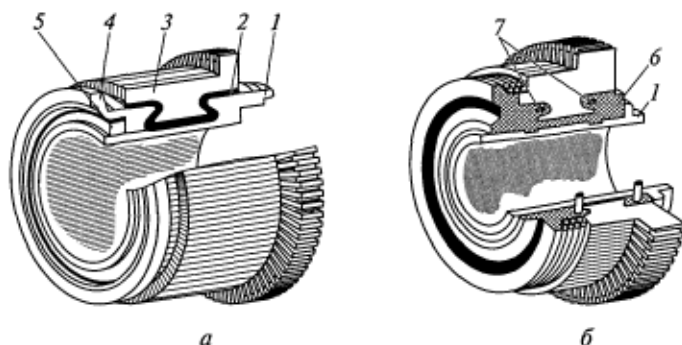


Рис. 18.7. Устройство коллекторов на стальной втулке (а) и пластмассе (б): 1 — стальная втулка; 2 — миканитовые изоляционные манжеты; 3 — коллекторные пластины; 4 — нажимной фланец; 5 — контргайка; 6 — пластмасса; 7 — стальные бандажи

(корпусом) 1 и стальным нажимным фланцем 4, который предохраняет от сползания контргайка 5. Для изоляции пластин коллектора от втулки и фланца служат миканитовые манжеты 2. Стальная втулка 1 коллектора на пластмассе, показанного на рис. 18.7, б, необходима для жесткой посадки его на вал. Коллекторные пластины здесь залиты пластмассой 6, которая изолирует пластины друг от друга и от втулки. Для увеличения механической прочности этого коллектора предусмотрены стальные кольца (бандажи) 7. Такие коллекторы находят в настоящее время наибольшее применение в машинах небольшой и средней мощностей.

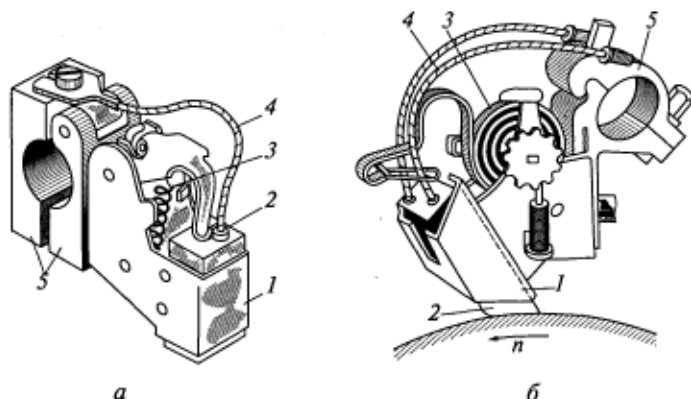


Рис. 18.8. Устройство щеткодержателей с радиальным (а) и наклонным (б) перемещением щеток: 1 — щеткодержатель; 2 — щетка; 3 — пружина; 4 — электрический вывод; 5 — колодки



На рис. 18.8 показаны два типа щеткодержателей, применяемых в машинах постоянного тока: с перемещением щетки в радиальном и наклонном по отношению к поверхности коллектора направлениях. Наиболее распространенными являются щеткодержатели с радиальным перемещением щетки (см. рис. 18.8, а). Наклонные же (реактивные) щеткодержатели (см. рис. 18.8, б) применяют для машин с односторонним направлением вращения.

Щетка 2, устанавливаемая в щеткодержателе 1, прижимается к коллектору пружиной 3. Для закрепления щеткодержателя на щеточном пальце служат колодки 5, к которым присоединен электрический вывод (гибкий канатик) 4 от щетки 2.

Дополнительные полюсы предназначены для улучшения работы щеточного контакта (уменьшения искрения). Сердечники дополнительных полюсов могут изготавливаться цельными из полосовой стали или собираться из отдельных листов электротехнической стали толщиной 1 мм.

В настоящее время в машинах постоянного тока широко применяются статоры, которые собираются из цельных листов электротехнической стали, как и статоры машин переменного тока (рис. 18.9). В этом случае в листе предусматриваются пазы для обмоток главных 1 и дополнительных 2 полюсов. В пазах 1 может также размещаться компенсационная обмотка. При такой конструкции статора необходимость в ферромагнитной станине отпадает и машины могут иметь как бескорпусное исполнение, так и корпус из немагнитных материалов.

### 18.3. Классификация обмоток якоря

В современных машинах постоянного тока применяются барабанные обмотки. Эти обмотки состоят из одно- или многовитковых секций, которые укладываются в пазы якоря в два слоя: одна сторона секции — в верхнем слое, другая — в нижнем. Если каждый слой паза содержит по одной стороне секции, то такой паз называется элементарным (рис. 18.10, а). В реальных машинах

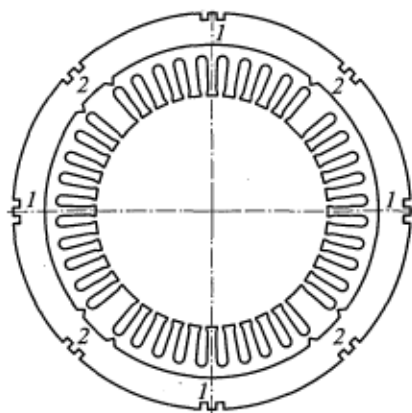


Рис. 18.9. Лист неявнополюсного шихтованного магнитопровода статора с распределенными обмотками: 1 и 2 — пазы для обмоток соответственно главных и дополнительных полюсов

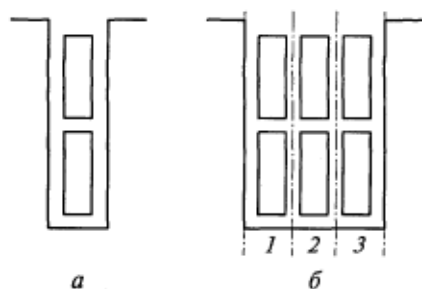


Рис. 18.10. Элементарный (а) и реальный (б) пазы якоря

каждый слой чаще всего состоит не из одной, а из нескольких секционных сторон  $u_n$ , т. е. считается, что реальный паз состоит из  $u_n$  элементарных пазов, например, на рис. 18.10, б — из трех. Перед укладкой в паз все  $u_n$  секций покрывают общей изоляцией, в результате чего образуется катушка якорной обмотки.

По геометрической форме секций и способу их соединения между собой обмотки машин постоянного тока подразделяются на *петлевые*, *волновые* и *комбинированные*. Петлевые и волновые обмотки, в свою очередь, подразделяются на простые и сложные (многоходовые).

Последовательность соединения секций между собой и с коллекторными пластинами задается обмоточными шагами, как показано на рис. 18.11. На рисунке обозначены:

$y_1$  — первый частичный шаг обмотки, равный расстоянию между сторонами секции. Этот шаг определяет ширину секции. При этом сторону секции, лежащую в верхней части паза (изображенную сплошной линией), называют начальной, а сторону, лежащую внизу соответствующего паза (изображенную штриховой линией), — конечной;

$y_2$  — второй частичный шаг обмотки, равный расстоянию между конечной стороной данной секции и начальной стороной следующей секции, с которой она должна быть соединена;

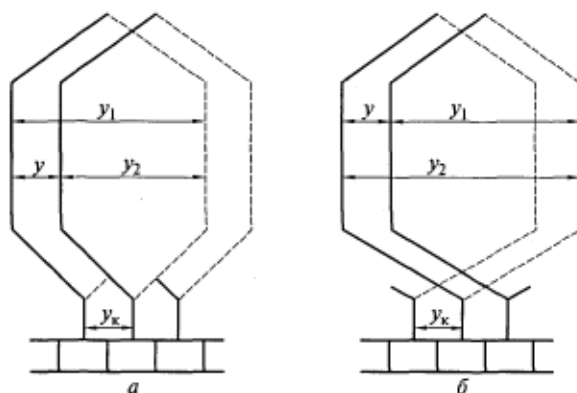


Рис. 18.11. Петлевые обмотки с неперекрывающимися (а) и перекрывающимися (б) секциями

$y$  — результирующий шаг обмотки, равный расстоянию между началами секций, следующих друг за другом согласно схеме соединения;

$y_k$  — шаг обмотки по коллектору, равный расстоянию между точками подсоединения выводов секции к коллектору.

Шаги обмотки измеряются в элементарных пазах, а шаг по коллектору — в коллекторных делениях. Шаг  $y_1$  выбирается таким образом, чтобы начало и конец секции располагались под полюсами разной полярности, т. е. чтобы ширина секции равнялась полюсному делению  $\tau$ , выраженному в элементарных пазах (зубцах), приходящихся на один полюс. Тогда при вращении якоря ЭДС, наводимые в сторонах секции, будут иметь противоположные направления, а внутри секции они будут суммироваться. Шаг  $y_1$ , который должен быть равен целому числу, определяется по формуле

$$y_1 = Z_3 / (2p) \pm \epsilon, \quad (18.1)$$

где  $Z_3$  — число элементарных пазов;  $2p$  — число полюсов;  $\epsilon$  — правильная дробь, при которой шаг  $y_1$  равен целому числу.

Чаще всего знак перед  $\epsilon$  в формуле (18.1) принимается отрицательным, так как в этом случае уменьшается расход провода на обмотку.

Если  $y_1 = Z_3 / (2p) = \tau$  является целым числом, то шаг обмотки называется полным или диаметральной. При  $y_1 < Z_3 / (2p)$  обмотка будет иметь укороченный шаг. Для всех применяемых в машинах постоянного тока обмоток шаг  $y_1$  определяется по (18.1). Значения других шагов зависят от типа обмотки.

Число элементарных пазов  $Z_3$ , число секций  $S$  и число коллекторных пластин  $K$  в машинах постоянного тока связаны между собой определенными соотношениями. Так как каждая секция имеет две стороны, в элементарном пазу также размещаются две секционные стороны и к коллекторной пластине подходят проводники от двух секционных сторон, то

$$Z_3 = S = K. \quad (18.2)$$

Поскольку к каждой коллекторной пластине подсоединяются выводы от конца данной секции и начала следующей, можно сказать, что  $y_k$  является расстоянием (в коллекторных делениях) между началами следующих одна за другой секций. Тогда можно считать, что  $y_k = y$ . Для упрощения вычерчивания схемы обмотки обычно принимают все секции одновитковыми ( $w_3 = 1$ ).

#### 18.4. Петлевые обмотки

*Простую* петлевую обмотку получают последовательным соединением лежащих рядом секций (см. рис. 18.11). Это соединение

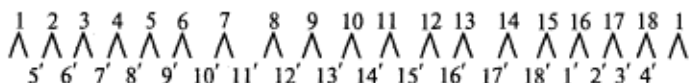
можно производить, продвигаясь вправо от исходной секции (см. рис. 18.11, *a*) или влево (см. рис. 18.11, *б*). В первом случае  $y_2 < y_1$ , а во втором случае  $y_2 > y_1$ . При  $y_2 < y_1$  обмотки называются неперекрещивающимися, а при  $y_2 > y_1$  — перекрещивающимися. В электромагнитном отношении эти обмотки равноценны, однако в перекрещивающихся обмотках расход провода несколько больше. Поэтому в машинах постоянного тока применяются неперекрещивающиеся петлевые обмотки (см. рис. 18.11, *a*), для которых справедливы следующие соотношения:

$$y = 1; y_k = 1; y_2 = y_1 - y. \quad (18.3)$$

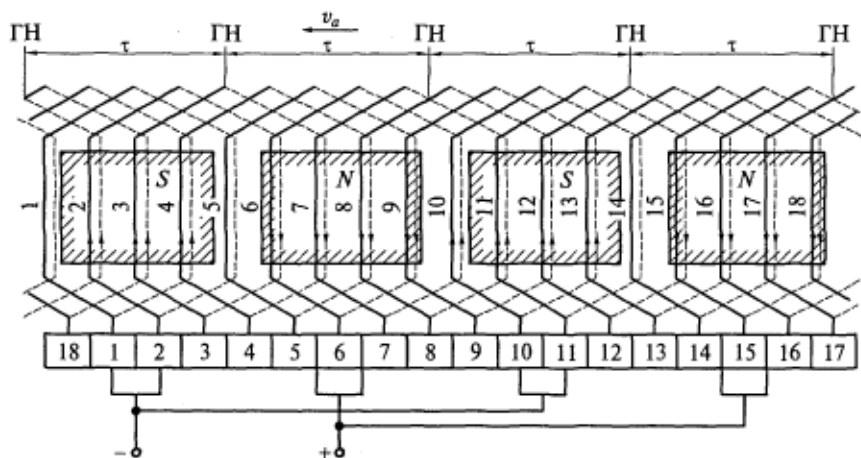
Построим схему-развертку для петлевой обмотки при  $Z_s = 18$  и  $2p = 4$  (рис. 18.12). В этом случае обмотка будет иметь следующие шаги:

$$y = 1; y_k = 1; y_1 = Z_s/2p - \epsilon = 18/4 - 1/2 = 4; y_2 = 4 - 1 = 3.$$

Пронумеруем по порядку элементарные пазы (см. рис. 18.12, *a*) и будем считать, что сторона секции, лежащаяверху паза (начало секции), имеет номер паза, а сторона секции, лежащаявнизу паза (конец секции), — номер паза со штрихом. Соединение проводников начнем с первого паза. Начало секции, лежащееверху



*a*



*б*

Рис. 18.12. Последовательность соединения проводников (*a*) и схема-развертка (*б*) простой петлевой обмотки с  $Z_s = S = K = 18$  и  $2p = 4$

этого паза, соединяется с концом секции, лежащим внизу пятого паза ( $1 + 4 = 5$ ). Конец этой первой секции, лежащий внизу пятого паза, соединяется с началом следующей секции, лежащей сверху второго паза ( $5 - 3 = 2$ ) и т. д. Схема-развертка такой обмотки приведена на рис. 18.12, б.

Обмотка якоря соединяется с коллектором. К каждой коллекторной пластине подходят два вывода: от конца одной секции и от начала следующей за ней секции. Условимся коллекторной пластине присваивать номер той секции, с началом которой она соединена.

Для размещения щеток на коллекторе необходимо знать расположение полюсов. Наметим на рис. 18.12, б контуры главных полюсов, для чего произвольно разобьем якорь на  $2p$  равных частей (в данном случае на четыре части). Линии раздела между полюсами являются геометрическими нейтральными (ГН), а расстояние между соседними нейтральными равно полюсному делению  $\tau$ .

Щетки размещают на коллекторе таким образом, чтобы они соприкасались с пластинами, к которым подсоединены секции, расположенные вблизи от геометрических нейтральных. При симметричной форме лобовых частей щетки геометрически оказываются расположенными по оси полюсов (продольной оси  $d$ ). Однако и в этом случае говорят, что щетки установлены на геометрической нейтрали, понимая под этим то, что они электрически соединены с секциями, расположенными в нейтрали или вблизи нее. Из рисунка видно, что некоторые щетки перекрывают две соседние коллекторные пластины и замыкают накоротко секцию, подсоединенную к ним. Такие секции называются короткозамкнутыми, или коммутируемыми.

При вращении якоря со скоростью  $v_a$  в проводниках его обмотки будет наводиться ЭДС, направление которой показано на рис. 18.12, б стрелками. Электродвижущие силы в проводниках, расположенных под соседними полюсами, имеют противоположные направления вследствие разной их полярности. В короткозамкнутых секциях ЭДС наводиться не будет, так как стороны этих секций лежат вблизи нейтральных, где индукция магнитного поля практически равна нулю.

По отношению к выводам машины обмотка якоря оказывается разделенной на несколько параллельных ветвей, схема соединения которых показана на рис. 18.13. Сопоставив эту схему с рис. 18.12, б, можно обнаружить, что в каждую параллельную ветвь входят секции, начала которых располагаются под одним и тем же полюсом. Следовательно, в общем случае число параллельных ветвей обмотки  $2a$  равно числу полюсов  $2p$  машины, т. е.  $2a = 2p$ . Это соотношение является характерной особенностью петлевых обмоток. В рассмотренном примере  $2a = 2p = 4$ .

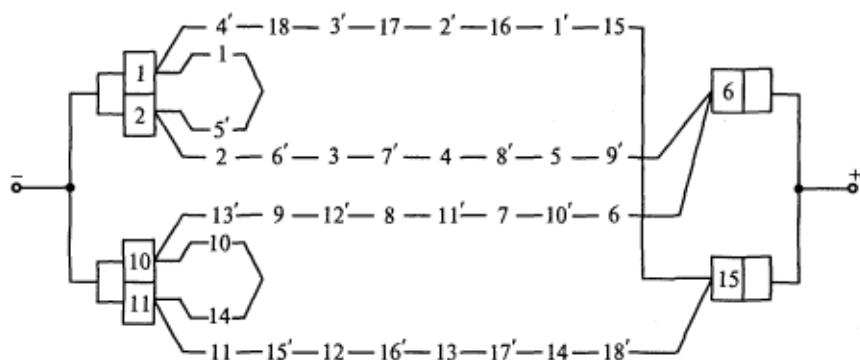


Рис. 18.13. Схема образования параллельных ветвей петлевой обмотки, показанной на рис. 18.12, б

Сложные петлевые обмотки представляют собой совокупность  $m$  простых петлевых обмоток, уложенных в соседних элементарных пазах. Применяются они в случае необходимости увеличения числа параллельных ветвей, число которых  $2a = 2pm$ . При образовании сложной обмотки производится соединение секций, отстоящих одна от другой на  $m$  элементарных пазов. В этом случае  $y = y_k = m$ , а частичные шаги

$$\begin{aligned} y_1 &= Z_p / (2p) - \epsilon; \\ y_2 &= y_1 - y = y_1 - m. \end{aligned} \quad (18.4)$$

Щетки в случае применения сложной петлевой обмотки выбираются более широкими, чем для простой петлевой обмотки, так как они должны перекрывать не одну, а, как минимум,  $m$  коллекторных пластин.

## 18.5. Волновые обмотки

Простую волновую обмотку получают последовательным соединением секций, начала которых лежат под следующими друг за другом одноименными полюсами (рис. 18.14). При таком соединении результирующий шаг  $y$  примерно равен двум полюсным делениям. После  $p$  шагов обмотка совершает волнообразный обход якоря. При этом, чтобы при первом же обходе не произошло замыкание обмотки на исходную секцию, ее необходимо подвести к элементарному пазу, расположенному слева или справа от исходного. Тогда  $py = Z_p \pm 1$ , откуда результирующий шаг волновой обмотки

$$y = (Z_p \pm 1) / p.$$

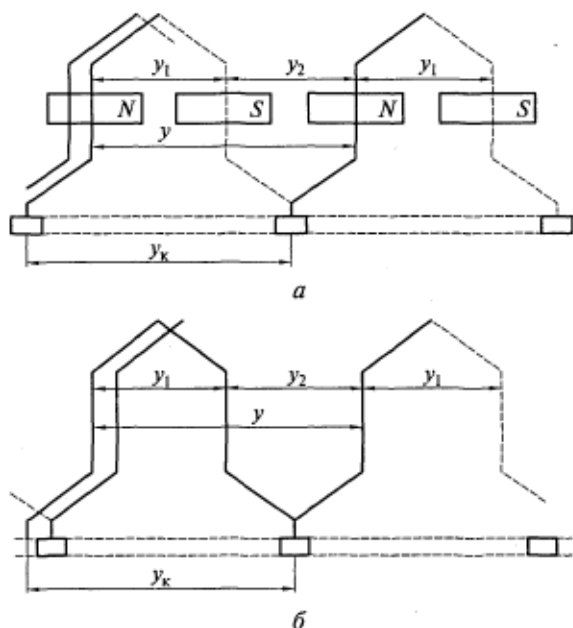


Рис. 18.14. Волновые обмотки с неперекрещивающимися (а) и перекрещивающимися (б) секциями

Если при расчете результирующего шага по этой формуле перед единицей взять знак минус, то после обхода якоря обмотка не дойдет на один паз до исходного (см. рис. 18.14, а), а если взять знак плюс, то перейдет ее на один паз (см. рис. 18.14, б). Следовательно, в первом случае обмотка будет неперекрещивающейся, а во втором — перекрещивающейся. Как и в случае использования петлевой обмотки, в машинах постоянного тока применяются неперекрещивающиеся волновые обмотки. Так как при этом число секций равно числу элементарных пазов  $S = Z_3$ , то результирующий шаг волновой обмотки определяется по формуле

$$y = (Z_3 - 1)/p = (S - 1)/p. \quad (18.5)$$

В соответствии с рис. 18.14, а частичный шаг  $y_2 = y - y_1$ , а шаг по коллектору  $y_k = y$ .

Построим схему-развертку волновой обмотки при  $Z_3 = 21$  и  $2p = 4$ . В этом случае получим следующие шаги обмотки:  $y_1 = 5$ ;  $y = y_k = 10$ ;  $y_2 = 5$ . Последовательность соединения проводников такой обмотки показана на рис. 18.15, а, а ее схема-развертка — на рис. 18.15, б. Расстановка щеток на коллекторе производится так же, как и в петлевых обмотках: щетки должны соприкасаться с пластинами, к которым подсоединяются секции, расположенные на нейтрали или вблизи нее.

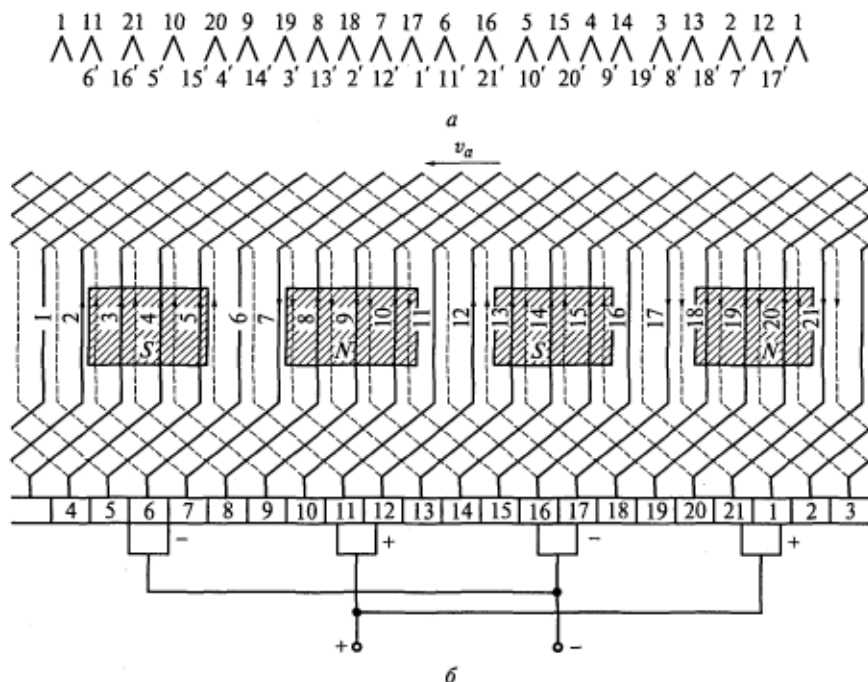


Рис. 18.15. Последовательность соединения проводников (а) и схема-развертка (б) простой волновой обмотки с  $Z_p = S = K = 21$  и  $2p = 4$

По схеме-развертке простой волновой обмотки можно построить схему соединения ее параллельных ветвей (рис. 18.16). Из рисунка видно, что по отношению к выводам машины такая обмотка имеет всего две параллельные ветви, т. е.  $2a = 2$ .

Характерной особенностью волновых обмоток является независимость числа их параллельных ветвей от числа полюсов машины: при любом числе полюсов число параллельных ветвей волновой обмотки равно двум. На примере рассматриваемой обмотки можно сказать, что в одну параллельную ветвь волновой обмотки включаются все секции, начала которых располагаются на по-

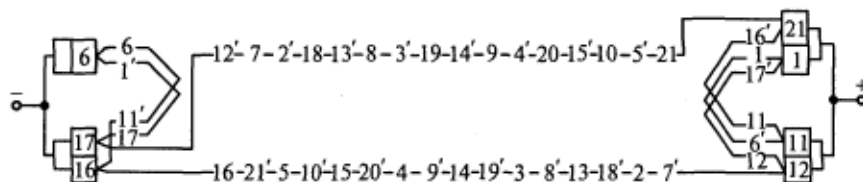


Рис. 18.16. Схема образования параллельных ветвей простой волновой обмотки, показанной на рис. 18.15, б



люсных делениях одной полярности, а в другую — все секции, начала которых располагаются на полюсных делениях противоположной полярности.

Так как волновая обмотка имеет две параллельные ветви, то число щеточных болтов в машине может быть уменьшено до двух. Распределение секций по параллельным ветвям в этом случае практически сохраняется таким же, как и при полном комплекте щеток.

*Сложные* волновые обмотки представляют собой совокупность  $m$  простых волновых обмоток, уложенных в соседних элементарных пазах. Применяются они в случае необходимости увеличения числа параллельных ветвей, число которых  $2a = 2m$ . При выполнении такой обмотки после обхода якоря проводник подводится не к соседнему с начальным элементарному пазу, а к пазу, отстоящему от него на  $m$  элементарных пазов. Поскольку  $Z_3 = S$ , то для сложной волновой обмотки справедливы следующие соотношения:

$$\begin{aligned} py &= Z_3 - m; \\ y &= (Z_3 - m)/p = (S - m)/p; \\ y_2 &= y - y_1; \\ y_k &= y. \end{aligned} \tag{18.6}$$

Щетки в случае применения сложной волновой обмотки выбираются более широкими, чем для простой волновой обмотки, так как они должны перекрывать не одну, а, как минимум,  $m$  коллекторных пластин.

## 18.6. Условия симметрии обмоток

Под симметричной обмоткой якоря понимают такую обмотку, в которой в любой момент времени ЭДС и сопротивления ее параллельных ветвей будут одинаковыми. При невыполнении этого условия по обмотке и щеткам будут протекать уравнивающие токи, которые увеличивают потери в якоре и могут вызвать нарушение работы щеточного контакта. Условия симметрии обмоток можно сформулировать, исходя из следующих соображений.

1. Прежде всего необходимо, чтобы в каждом реальном пазу якоря находилось одинаковое целое число секционных сторон, т.е.

$$S/Z = c_1, \tag{18.7}$$

где  $Z$  — число реальных пазов якоря;  $c_1$  — целое число.

2. Машину с обмоткой якоря, имеющей  $2a$  параллельных ветвей, можно представить состоящей из  $a$  включенных параллельно элементарных машин, каждая из которых имеет две параллельные

ветви. Для того чтобы эти  $a$  элементарных машин были одинаковые, на каждую из них должно приходиться одинаковое целое число секций, коллекторных пластин и элементарных пазов. Отсюда следует, что

$$S/a = K/a = Z_2/a = c_2, \quad (18.8)$$

где  $c_2$  — целое число.

3. Для симметричного расположения  $a$  машин в магнитном поле необходимо соблюдение следующих условий:

$$Z/a = c_3; \quad 2p/a = c_4, \quad (18.9)$$

где  $c_3$  и  $c_4$  — целые числа.

Соотношения (18.7) — (18.9) представляют собой условия симметрии обмоток. В отдельных случаях при проектировании машин постоянного тока возможно некоторое отступление от этих условий.

## 18.7. Уравнительные соединения

Для улучшения работы машин постоянного тока в некоторых типах обмоток якоря применяются уравнительные соединения. При этом различают уравнительные соединения первого и второго рода: первые применяются для петлевых обмоток, а вторые — для всех сложных обмоток.

**Уравнительные соединения первого рода.** Если значения магнитных потоков всех полюсов машины одинаковые, то в симметричной петлевой обмотке ЭДС во всех параллельных ветвях равны и внутри обмотки не возникают уравнительные токи. Однако в действительности из-за неодинакового воздушного зазора под разными полюсами, неоднородности стали магнитопровода и других отклонений магнитные потоки отдельных полюсов разные, а значит, разными будут и ЭДС параллельных ветвей. Следовательно, внутри обмотки через проводники, соединяющие щетки одноименной полярности, потекут уравнительные токи. Покажем это на примере четырехполюсной машины с петлевой обмоткой на якоре (рис. 18.17).

Предположим, что воздушный зазор под верхними полюсами больше, чем под нижними. Тогда магнитные потоки этих полюсов будут меньше потоков нижних полюсов из-за большего магнитного сопротивления. Следовательно, ЭДС параллельных ветвей  $E_1$  и  $E_2$  будут меньше ЭДС параллельных ветвей  $E_3$  и  $E_4$ . При этом между щетками положительной полярности возникнет разность потенциалов, что приведет к появлению уравнительного тока  $I_{ур}$ , замыкающегося через провод, соединяющий щетки одинаковой полярности, сами щетки и обмотку якоря.

Уравнительный ток будет вызывать дополнительные электрические потери в обмотке якоря, уменьшение КПД и повышение нагрева машины. Кроме того, уравнительный ток, суммируясь с током нагрузки в отдельных щетках, может вызвать их искрение. Поскольку сопротивление обмотки якоря относительно мало, уравнительный ток может достигать значительных значений даже при небольшой разности ЭДС параллельных ветвей. Для уменьшения этих отрицательных явлений и применяют уравнительные соединения первого рода.

Уравнительное соединение представляет собой проводник, соединяющий внутри обмотки проводники или секции, ЭДС которых теоретически должны быть одинаковыми. Таковыми являются проводники (секции), находящиеся в одинаковых условиях в магнитном отношении, т.е. в точках с равной магнитной индукцией. Эти проводники (секции) должны быть сдвинуты по отношению друг к другу на два полюсных деления или на один период поля возбуждения.

На рис. 18.17 показано одно из уравнительных соединений. Так как сопротивление такого соединения делают значительно меньше переходного сопротивления щеточного контакта, то уравнительный ток будет замыкаться по нему и обмотке, не проходя через щетки и коллектор. При этом, протекая по обмотке якоря, уравнительный ток будет стремиться ослабить вызвавшую его магнитную асимметрию.

Максимальное число уравнительных соединений первого рода равно  $n_{ур, \max} = K/p = S/p = Z_2/p$ , и каждое из них будет соединять  $p$  проводников (секций), имеющих теоретически равные ЭДС. Максимальное число уравнительных соединений выполняют обычно только в мощных высокоиспользуемых машинах. Места присоединения уравнительных соединений обычно выбираются либо на коллекторе, либо в середине лобовых частей обмоток со стороны якоря, противоположной коллектору. Расстояние между точками присоединения уравнительных соединений определяется шагом

$$y_{ур} = Z_2/p = S/p = K/p. \quad (18.10)$$

В простых волновых обмотках необходимость применения уравнительных соединений первого рода отпадает, поскольку в каж-

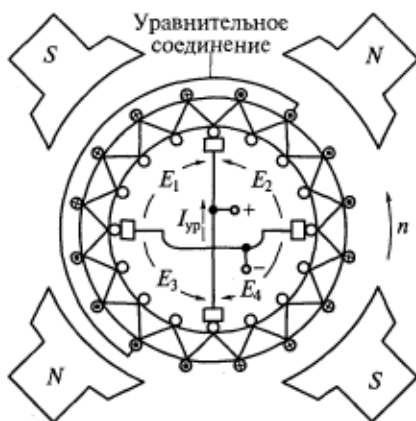


Рис. 18.17. Уравнительное соединение первого рода в простой петлевой обмотке четырехполюсной машины

дой параллельной ветви находятся секции, расположенные под всеми полюсами. Следовательно, возможная магнитная асимметрия не сказывается на равенстве ЭДС двух параллельных ветвей простой волновой обмотки.

**Уравнительные соединения второго рода.** Как уже отмечалось,  $m$  простых обмоток, составляющих одну сложную, электрически соединены параллельно с помощью щеток. При этом, если переходные сопротивления между щеткой и отдельными коллекторными пластинами, к которым подсоединены  $m$  простых обмоток, будут различными, то ток нагрузки распределится между этими обмотками неравномерно. Это, в свою очередь, приведет к неравномерному распределению напряжений между соседними коллекторными пластинами и к появлению искрения.

Для устранения этих явлений применяются уравнительные соединения второго рода. С их помощью соединяют проводники (секции), принадлежащие  $m$  разным простым обмоткам и имеющие теоретически одинаковые ЭДС. При наличии таких соединений ток между простыми обмотками распределяется равномерно вне зависимости от состояния переходных сопротивлений.

### **Контрольные вопросы**

1. Каковы назначение и устройство коллектора?
2. Почему щетки в машине постоянного тока необходимо устанавливать на геометрической нейтрали?
3. Назовите основные элементы конструкции машины постоянного тока и поясните их назначение.
4. Какие два варианта выполнения индуктора применяются в машинах постоянного тока и каково различие между ними?
5. Почему сердечник якоря машины постоянного тока выполняется шихтованным?
6. Как работает генератор постоянного тока?
7. Как работает двигатель постоянного тока?
8. Какие шаги определяют последовательность соединения проводников обмотки якоря между собой и с коллектором?
9. Какой паз называется элементарным и как число элементарных пазов связано с числом реальных пазов?
10. Как определить шаги и число параллельных ветвей простой петлевой обмотки?
11. Как определить шаги и число параллельных ветвей простой волновой обмотки?
12. Зачем применяются сложные обмотки? Как определить шаги этих обмоток и какое число параллельных ветвей они имеют?
13. Каковы условия получения симметричных обмоток?

**РАБОТА МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ НАГРУЗКЕ.  
РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ**

**19.1. Электродвижущая сила обмотки якоря**

При холостом ходе машины, когда ток в якоре  $I_a$  равен нулю, магнитный поток создается только обмоткой возбуждения. Поскольку воздушный зазор между якорем и полюсным наконечником мал, то большая часть магнитного потока будет замыкаться под полюсным наконечником.

Кривая  $I$  на рис. 19.1 показывает реальное распределение магнитной индукции  $B_\delta(x)$  на полюсном делении  $\tau$  при неизменном воздушном зазоре между якорем и полюсным наконечником. В этом случае магнитная индукция под полюсным наконечником постоянна, в межполюсном пространстве она резко уменьшается, а на геометрической нейтрали (поперечная ось  $q$ ) будет равна нулю.

Пусть  $i$ -й проводник обмотки якоря (всего в обмотке якоря  $N$  последовательно соединенных проводников) имеет активную длину  $l_\delta$  и вращается в магнитном поле с окружной скоростью  $v_a$ . Тогда наводимая в нем ЭДС

$$e_i = B_{\delta i} l_\delta v_a, \tag{19.1}$$

где  $B_{\delta i}$  — магнитная индукция в точке нахождения  $i$ -го проводника обмотки.

ЭДС машины  $E$  равна ЭДС параллельной ветви, в которой расположены  $N/(2a)$  последовательно соединенных проводников. Предполагая, что обмотка имеет диаметральный шаг  $y_1 = \tau$ , получим

$$E = \sum_{i=1}^{N/2a} e_i = l_\delta v_a \sum_{i=1}^{N/2a} B_{\delta i}. \tag{19.2}$$

Заменим кривую  $I$  реального распределения магнитной индукции прямой 2, параллельной оси абсцисс и имеющей ординату

$$B_{cp} = (1/\tau) \int_0^\tau B_\delta(x) dx,$$

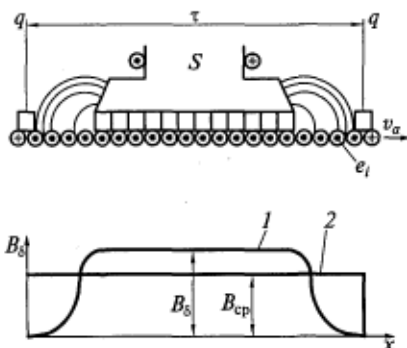


Рис. 19.1. Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре машины постоянного тока при холостом ходе:

1 — реальное; 2 — среднее значение

где  $B_{cp}$  — среднее значение индукции в пределах полюсного деления  $\tau$ .

При достаточно большом числе секций в обмотке якоря можно пренебречь пульсациями ЭДС и считать, что входящая в уравнение (19.2)  $\sum B_{\delta i} = (N/2a) B_{cp}$ .

Поскольку окружная скорость

$$v_a = \pi D_a \omega / 2\pi = 2p\tau\omega / 2\pi$$

и магнитный поток полюса  $\Phi = B_{cp}\tau l_{\delta}$ , то ЭДС машины можно записать в виде

$$E = pN/(2\pi a)\omega\Phi, \quad E = c\omega\Phi, \quad (19.3)$$

где  $c = pN/(2\pi a)$  — коэффициент, определяемый конструктивными параметрами машины;  $\omega$  — частота вращения якоря, рад/с;  $D_a$  — диаметр якоря, м;  $\tau = \pi D_a/(2p)$  — полюсное деление, м;  $2p$  — число полюсов машины.

По формуле (19.3) определяют среднее значение ЭДС машины  $E$ , мгновенное значение которой вследствие конечного числа проводников  $N$  и секций  $S$  обмотки якоря пульсирует между  $E_{max}$  и  $E_{min}$ . При вращении якоря часть секций замыкается щетками на коротко и выключается из соответствующих параллельных ветвей (см. рис. 18.13 и 18.16). Следовательно, за время поворота якоря на угол, занимаемый одной коллекторной пластиной, мгновенное значение ЭДС машины может измениться. Максимальное значение пульсаций ЭДС  $\Delta E = (E_{max} - E_{min})/2$  зависит от числа коллекторных пластин на пару полюсов  $K/p$ . Эта зависимость отражена в табл. 19.1, где  $\Delta E$  дана в процентах от ее среднего значения  $E$ .

Таблица 19.1

**Зависимость максимального значения пульсаций ЭДС от числа коллекторных пластин на пару полюсов**

$K/p$	2	4	8	10	20	40
$\Delta E, \%$	100	17,2	4,0	2,5	0,62	0,16

Частота пульсаций ЭДС определяется временем поворота якоря на одну коллекторную пластину, поэтому она оказывается в  $K/p$  раз больше частоты токов в якоря,  $f_a = pn/60$ .

## 19.2. Электромагнитный момент

При нагрузке машины по проводникам обмотки якоря протекает ток параллельной ветви  $I_a = I/(2a)$ , где  $I$  — сетевой ток машины. При взаимодействии тока  $I_a$  с магнитным полем возникает

электромагнитная сила. Как следует из рис. 18.1, при установке щеток на поперечной оси на все  $N$  проводников обмотки якоря эта сила будет действовать в одну сторону. Тогда силу, действующую на  $i$ -й проводник, и развиваемый этой силой момент можно представить в виде

$$f_i = B_{\delta i} I_a l_{\delta}; \quad m_i = \frac{f_i D_a}{2}, \quad (19.4)$$

где  $B_{\delta i}$  — магнитная индукция в точке расположения  $i$ -го проводника.

Так как длина  $l_{\delta}$  всех проводников одинаковая и через них протекает один и тот же ток  $I_a$ , то электромагнитный момент, развиваемый машиной,

$$M = \frac{D_a}{2} \sum_1^N B_{\delta i} I_a l_{\delta} = \frac{D_a}{2} I_a l_{\delta} \sum_1^N B_{\delta i}. \quad (19.5)$$

Если, как и при выводе выражения для ЭДС, принять, что магнитная индукция во всех точках полюсного деления  $\tau$  равна  $B_{\delta \text{ср}}$  (см. рис. 19.1), то  $\sum B_{\delta i} = N B_{\delta \text{ср}}$ . Поскольку  $\pi D_a = 2p\tau$ , то  $D_a = 2p\tau/\pi$  и выражение для момента (19.5) можно преобразовать к виду

$$M = [pN/(2\pi a)] I_a \Phi = c I_a \Phi = c' T \Phi, \quad (19.6)$$

где  $c = pN/(2\pi a)$  и  $c' = pN/\pi$  — коэффициенты, определяемые конструктивными данными машины.

Из выражения (19.6) следует, что электромагнитный момент машины постоянного тока пропорционален магнитному потоку и току якоря.

### 19.3. Реакция якоря в машине постоянного тока

При холостом ходе машины ( $I_a = 0$ ) магнитное поле создается МДС обмотки возбуждения. Распределение этого поля показано на рис. 19.2, а.

При нагрузке машины по обмотке якоря потечет ток  $I_a$  и создаст свое магнитное поле, в результате наложения которого на поле возбуждения образуется результирующий магнитный поток. Воздействие магнитного поля якоря на магнитное поле машины называется *реакцией якоря*.

Характер реакции якоря в машинах постоянного тока зависит от места установки щеток, так как оно определяет распределение тока по проводникам обмотки якоря, а следовательно, и созданного им магнитного поля якоря. При диаметральном шаге обмотки якоря ток в проводниках, лежащих по обе стороны от щетки, имеет разное направление.

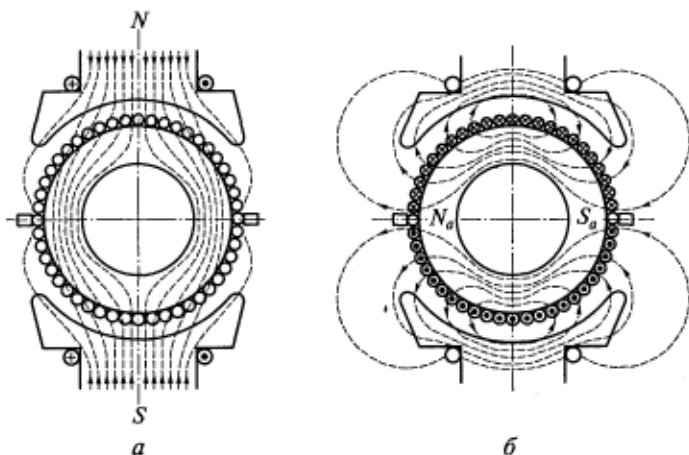


Рис. 19.2. Распределение магнитных полей возбуждения (а) и якоря (б) при установке щеток на геометрической нейтрали

Рассмотрим реакцию якоря в случае, когда щетки установлены на геометрической нейтрали (на поперечной оси  $q$ ). Если по обмотке якоря при отсутствии возбуждения ( $I_b = 0$ ) пропустить ток  $I_a$ , то он создаст магнитное поле, примерный характер распределения которого показан на рис. 19.2, б. Ось этого поля совпадает с геометрической нейтралью — поперечной осью, поэтому магнитное поле якоря при щетках, расположенных на геометрической нейтрали, называют поперечным полем якоря. Это магнитное поле будет неподвижно в пространстве, так как при любом положении якоря распределение тока по проводникам будет таким, как показано на рисунке.

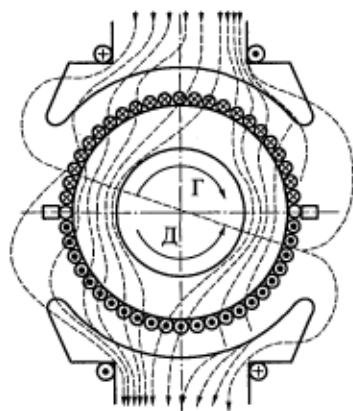


Рис. 19.3. Распределение результирующего магнитного поля машины постоянного тока при нагрузке

В общем случае, когда  $I_a \neq 0$  и  $I_b \neq 0$ , поле якоря суммируется с полем возбуждения, образуя результирующее магнитное поле машины. Примерный характер распределения результирующего поля показан на рис. 19.3. По рисунку видно, что воздействие поперечного поля якоря искажает магнитное поле машины: под одним краем полюса поле усиливается, а под другим ослабляется. Такую реакцию якоря называют *поперечной*.

Для того чтобы определить характер распределения магнитного поля в воздушном зазоре машины при нагрузке, найдем соответствующие рас-



предела МДС и индукции поперечного поля якоря. При расчетах обычно делают допущение, что проводники обмотки якоря равномерно распределены по его окружности. При этом через каждый из  $N$  проводников обмотки якоря протекает ток параллельной ветви  $I_a = I/(2a)$ . Тогда линейная нагрузка якоря

$$A = I_a N / (\pi D_a). \quad (19.7)$$

Чтобы получить более наглядную картину распределения поперечного магнитного поля якоря в воздушном зазоре, развернем статор и якорь машины в прямую линию, как показано на рис. 19.4, а. Примем за начало отсчета точку 0 поверхности якоря, лежащую на продольной оси (оси полюсов). Эта ось является осью симметрии для магнитного потока якоря (см. рис. 19.2, б). На расстоянии  $x$  по обе стороны от этой линии проведем одну из индукционных линий магнитного потока.

Полный ток в пределах, охватываемых индукционной линией, равен  $2xA = 2F_{qx}$ , где  $F_{qx}$  — поперечная МДС якоря на один воздушный зазор, которая при  $x = 0$  тоже равна нулю. С увеличением  $x$  поперечная МДС якоря возрастает, достигая максимального значения  $F_{q \max}$  на геометрической нейтрали (при  $x = \pm \tau/2$ ):

$$F_{q \max} = \frac{\tau A}{2}. \quad (19.8)$$

При  $x > \tau/2$  МДС  $F_{qx}$  уменьшается, так как линия поля в этом случае будет охватывать часть проводников с противоположным направлением тока. Распределение поперечной МДС якоря показано на рис. 19.4, б. Поперечную МДС якоря  $F_{qx}$  можно представить в виде двух составляющих, одна из которых ( $F_{\delta x}$ ) равна магнитному напряжению воздушного зазора  $\delta_x$ , а другая ( $\sum F_{ctx}$ ) — сумме магнитных напряжений ферромагнитных участков магнитной цепи:

$$F_{qx} = F_{\delta x} + \sum F_{ctx}$$

Предположим, что магнитная система машины не насыщена, т.е.  $\sum F_{ctx} = 0$ . Тогда

$$B_{\delta x} = \mu_0 F_{qx} / \delta_x. \quad (19.9)$$

Магнитная индукция поперечного поля якоря в воздушном зазоре согласно (19.9), пропорциональна МДС  $F_{qx}$  и обратно пропорциональна длине воздушного зазора  $\delta_x$ . Если принять, что воздушный зазор под полюсным наконечником постоянен, то закон изменения магнитной индукции  $B_{\delta x}$  будет повторять закон изменения МДС  $F_{qx}$ . В межполюсном промежутке, несмотря на возрастание поперечной МДС якоря  $F_{qx}$ , магнитная индукция  $B_{\delta x}$  из-за резкого увеличения воздушного зазора начинает уменьшаться и в

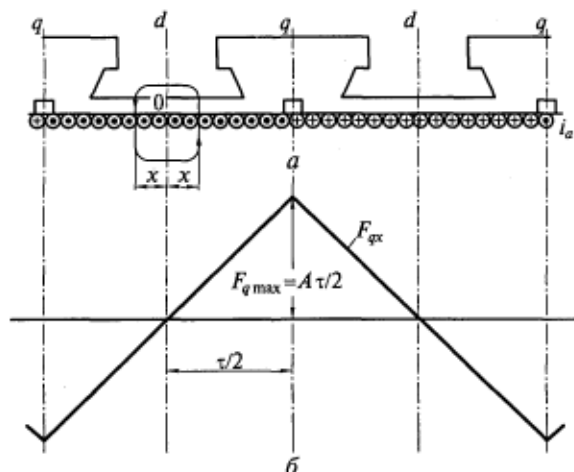


Рис. 19.4. Развернутые в линию статор и якорь (а) и распределение МДС якоря (б) вдоль воздушного зазора

машине без дополнительных полюсов достигает своего минимального значения на геометрической нейтрали (рис. 19.5). С учетом насыщения ( $\sum F_{\text{стx}} \neq 0$ ) истинная кривая индукции  $B'_{qx}$  пройдет ниже. Максимальное значение индукции  $B_{qx}$  будет наблюдаться под краями полюсного наконечника.

Направление тока в проводниках обмотки якоря при нагрузке (рис. 19.6, а) соответствует направлению движения якоря, показанному стрелками при работе машины в генераторном (Г) и двигательном (Д) режимах.

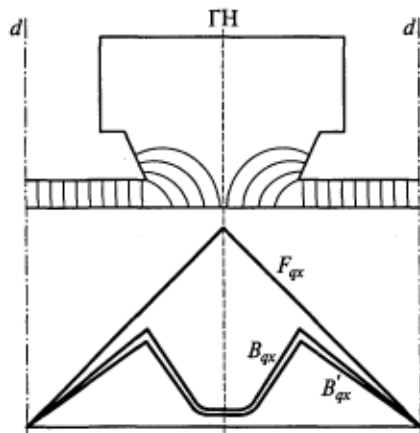
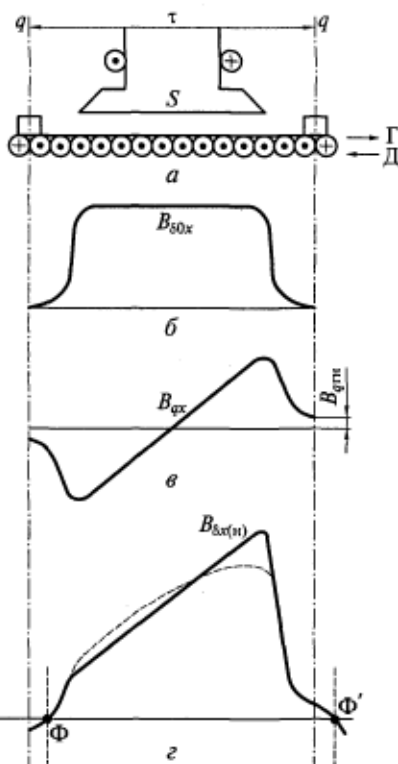


Рис. 19.5. Распределение поперечного магнитного поля якоря в воздушном зазоре

В машине с ненасыщенной магнитной системой распределение результирующего магнитного поля в зазоре машины при нагрузке можно получить, применив принцип наложения, т.е. путем суммирования в каждой точке  $x$  кривых распределения индукции поля возбуждения  $B_{\delta 0x}$  (рис. 19.6, б) и индукции поперечного поля якоря  $B_{qx}$  (рис. 19.6, в). В итоге получится кривая распределения результирующего магнитного поля в воздушном зазоре  $B_{\delta x(n)}$ , показанная сплошной линией на рис. 19.6, г.

Рис. 19.6. Полюсное деление машины (а) и распределение поля возбуждения (б), поля якоря (в), результирующего поля (г) в воздушном зазоре



Иногда в машинах постоянного тока щетки не устанавливают на геометрической нейтрали, а смещают от нее в ту или иную сторону на угол  $\alpha$ . Такому смещению соответствует распределение тока в проводниках обмотки якоря, показанное на рис. 19.7, а, которое, в свою очередь, соответствует смещению щеток по направлению вращения якоря, если машина работает в режиме генератора, или против направления вращения якоря при ее работе в режиме двигателя.

МДС якоря направлена по линии установки щеток и будет смещена от геометрической нейтрали на угол  $\alpha$ . В этом случае МДС якоря, как и в синхронных машинах, можно разложить на две составляющие. Для этого разобьем поверхность якоря на сек-

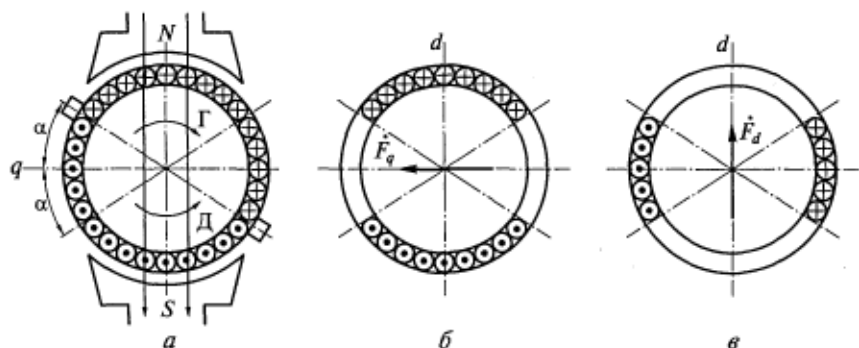


Рис. 19.7. Разложение МДС якоря при щетках, установленных не на геометрической нейтрали:

а — распределение тока в проводниках обмотки; б — образование поперечной МДС  $\dot{F}_q$ ; в — образование продольной МДС  $\dot{F}_d$

торы, симметричные относительно оси полюсов  $d$ . Проводники с током одной пары симметричных секторов (рис. 19.7, б) будут создавать поперечную МДС якоря  $F_q$ , направленную по геометрической нейтрали. Проводники другой пары секторов (рис. 19.7, в) будут создавать продольную МДС якоря  $F_d$ , направленную по оси полюсов.

Как видно из рис. 19.7, при  $\alpha = \pi/2$  в машине будет существовать только продольная МДС якоря. При этом продольная реакция якоря, как и в синхронных машинах, может быть как размагничивающей (что соответствует рис. 19.7), так и подмагничивающей, если щетки сместить в противоположном направлении.

#### 19.4. Влияние реакции якоря на работу машины постоянного тока

Из сопоставления рис. 19.6, б и г можно сделать следующие выводы о влиянии реакции якоря на работу машины постоянного тока:

1. При нагрузке машины постоянного тока под влиянием поперечной реакции якоря происходит искажение магнитного поля: под одним краем полюса оно ослабляется, а под другим — усиливается. При работе машины в генераторном режиме ослабление поля происходит на набегающем крае полюса, а усиление — на сбегающем. При работе машины в двигательном режиме картина будет обратной.

2. Точки, в которых кривая результирующего поля проходит через нуль, смещаются с геометрической нейтрали. Эти точки  $\Phi$  и  $\Phi'$  определяют положение так называемой физической нейтрали. По отношению к геометрической нейтрали физическая нейтраль смещается в сторону вращения якоря при работе машины в режиме генератора и против вращения якоря — при работе ее в режиме двигателя (см. рис. 19.3). Так как индукция  $B_{qx}$  зависит от тока якоря, то положение физической нейтрали меняется с изменением нагрузки. При холостом ходе физическая и геометрическая нейтрали совпадают.

3. В машине с ненасыщенной магнитной цепью поток сохраняет то же значение, что и при холостом ходе, поскольку ослабление магнитного поля под одной половиной полюса компенсируется усилением магнитного поля под другой половиной полюса (см. рис. 19.6).

4. В машине с насыщенной магнитной цепью нельзя получить результирующее магнитное поле методом наложения. Распределение результирующего магнитного поля в этом случае, показано на рис. 19.6, г штриховой линией. Из-за насыщения правого края полюсного наконечника магнитный поток при нагрузке оказывается меньше потока при холостом ходе, поэтому считается, что

поперечная реакция якоря в машине с насыщенной магнитной цепью оказывает тем большее размагничивающее действие, чем больше ток якоря. Это размагничивающее действие поперечной реакции якоря выражается эквивалентной МДС  $F_{qd}$ , которая называется продольной составляющей поперечной реакции якоря (ее расчет приводится в книгах по проектированию машин постоянного тока).

Помимо указанных факторов реакция якоря влияет и на искрение машины. Напряжение между соседними коллекторными пластинами равно сумме ЭДС секций, включенных между этими пластинами, и зависит от распределения магнитной индукции в воздушном зазоре. В общем случае напряжение между различными соседними коллекторными пластинами неодинаково. Наибольшее практическое значение имеет максимальное напряжение  $U_{к\max}$ .

При использовании простой петлевой обмотки между соседними коллекторными пластинами включена одна секция (см. рис. 18.12), а при использовании простой волновой —  $p$  секций (см. рис. 18.15). Если применяются сложные обмотки с числом ходов  $m$ , напряжение между соседними коллекторными пластинами уменьшается в  $m$  раз. Для петлевых обмоток  $m = a/p$ , а для волновых обмоток  $m = a$  (см. подразд. 18.4 и 18.5), поэтому в общем случае для любой обмотки с диаметральным шагом ( $y_1 = \tau$ ) справедливо выражение

$$U_{к\max} = 2p\omega_s l_\delta v_a B_{\delta\max}/a, \quad (19.10)$$

где  $\omega_s$  — число витков в секции;  $l_\delta$  — расчетная длина машины;  $v_a$  — окружная скорость якоря;  $B_{\delta\max}$  — максимальное значение магнитной индукции в воздушном зазоре.

При нагрузке вследствие искажения магнитного поля в воздушном зазоре из-за поперечной реакции якоря индукция  $B_{\delta\max}$  увеличивается. Вследствие этого увеличивается и напряжение  $U_{к\max}$  между коллекторными пластинами, к которым подсоединяются секции, расположенные в зоне максимальной индукции. Повышение напряжения  $U_{к\max}$  может привести к искрению щеток. При чрезмерно большом напряжении  $U_{к\max}$  и искрении щеток в машинах большой и средней мощностей единичные вспышки, растягиваясь и перекрывая соседние коллекторные пластины, могут вызвать круговой огонь.

Круговой огонь представляет собой мощную электрическую дугу на поверхности коллектора между щетками разной полярности. Он приводит к короткому замыканию машины (для режима генератора) или сети (для режима двигателя) и резкому увеличению тока  $I$ , а следовательно, к повреждению коллектора и выходу машины из строя. Для нормальной работы машин большой мощности  $U_{к\max}$  не должно превышать 25...28 В, средней мощности — 30...35 В, малой мощности — 40...50 В.

## 19.5. Компенсационная обмотка

Компенсационная обмотка в машинах постоянного тока предназначена для компенсации поперечной реакции якоря. При компенсации реакции якоря распределение магнитной индукции в воздушном зазоре под полюсным наконечником машины сохраняет при нагрузке тот же вид, что и при холостом ходе. Вследствие этого напряжение между соседними коллекторными пластинами при нагрузке не будет увеличиваться, что сделает работу машины более надежной, так как при этом уменьшается опасность возникновения кругового огня. Кроме того, при наличии компенсационной обмотки не будет проявляться размагничивающее действие поперечной реакции якоря.

Наличие компенсационной обмотки обеспечивает возможность применения минимально возможного воздушного зазора между полюсами и якорем, что обуславливает уменьшение необходимой МДС обмотки возбуждения и ее размеров, а также размеров полюсов, габаритных размеров и массы машины в целом. Так, в серии машин постоянного тока общего назначения 4П компенсационная обмотка применяется, начиная с машин малой мощности.

Компенсационная обмотка располагается на основных полюсах машины. Для более полной компенсации МДС этих обмоток должны быть направлены навстречу друг другу и иметь одинаковое пространственное распределение под полюсным наконечни-

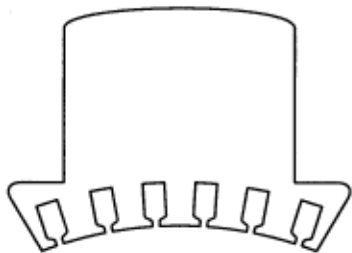


Рис. 19.8. Лист полюса с пазами, в которых размещается компенсационная обмотка

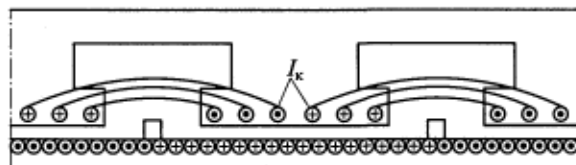


Рис. 19.9. Схема установки катушек компенсационной обмотки в пазах полюсных наконечников

ком. Поэтому компенсационная обмотка, как и обмотка якоря, выполняется распределенной и укладывается в пазы, проштампованные в полюсных наконечниках (рис. 19.8), или в пазы  $I$  штампованного индуктора (см. рис. 18.9). Катушки компенсационной обмотки укладываются в пазы полюсных наконечников так, как показано на рис. 19.9, и обтекаются током  $I_k$ . Для автоматической компенсации реакции якоря при любых токах  $I_a$  компенсационная обмотка включается последовательно с обмоткой якоря, чтобы  $I_k = cI_a$ , где  $c$  — константа.

### Контрольные вопросы

1. От чего зависит ЭДС, индуцируемая в обмотке якоря машины постоянного тока?
2. От чего зависит электромагнитный момент, развиваемый машиной постоянного тока?
3. Что называется реакцией якоря?
4. Когда возникает поперечная реакция якоря?
5. Как распределяются МДС и индукция в воздушном зазоре поперечного поля якоря?
6. Как влияет поперечная реакция якоря на магнитное поле машины и на напряжение между соседними коллекторными пластинами?
7. В каком случае реакция якоря может иметь продольную составляющую и каково ее влияние на магнитное поле машины?
8. Каково назначение компенсационной обмотки и как она выполняется?

## 20.1. Физические основы коммутации

При вращении якоря коллекторные пластины поочередно входят в соприкосновение со щеткой. При этом секции, присоединенные к этим пластинам, замыкаются щеткой накоротко, а при дальнейшем перемещении якоря переходят в другую параллельную ветвь обмотки (рис. 20.1). При переходе секции из одной параллельной ветви в другую ток в ней меняет направление на противоположное. Процесс переключения секции из одной параллельной ветви в другую называется *коммутацией*. Секция, накоротко замкнутая щеткой, называется коммутируемой секцией, а время, в течение которого происходит это замыкание, — периодом коммутации.

Период коммутации  $T_k$  зависит от ширины щетки  $b_{щ}$  и окружной скорости коллектора  $v_k = \pi D_k n / 60 = K b_k n / 60$ , где  $D_k$  — диаметр коллектора;  $n$  — частота вращения якоря;  $K$ ,  $b_k$  — соответственно число коллекторных пластин и их ширина. Для простой петлевой обмотки, показанной на рис. 20.2, справедлива формула

$$T_k = b_{щ} / v_k = 60 \beta_{щ} / (Kn), \quad (20.1)$$

где  $\beta_{щ}$  — коэффициент щеточного перекрытия (обычно  $\beta_{щ} = b_{щ} / b_k = 1,5 \dots 3,0$ );  $K$ ,  $b_k$  — соответственно число коллекторных пластин и их ширина;  $n$  — частота вращения якоря.

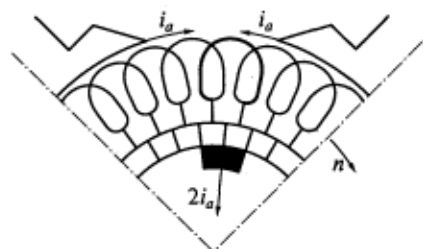


Рис. 20.1. Схема переключения коммутируемой секции из одной параллельной ветви в другую

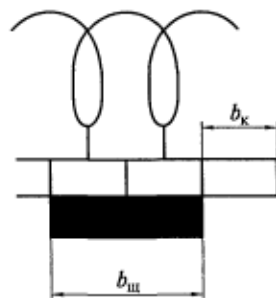


Рис. 20.2. Коммутируемая секция простой петлевой обмотки



Процесс коммутации протекает весьма быстро, т.е. в течение долей секунды. Так, для машины с  $K = 100$ ,  $\beta_{щ} = 2$  и  $n = 1500$  об/мин период коммутации

$$T_k = 60 \cdot 2 / (100 \cdot 1500) = 0,0008 \text{ с.}$$

При работе машины может наблюдаться искрение в щеточном контакте (между щеткой и коллектором). При этом сильное ис-

Таблица 20.1

**Оценка степени искрения щеток машин постоянного тока**

Степень искрения (класс коммутации)	Характеристика степени искрения	Состояние коллектора и щеток
1	Отсутствие искрения (темная коммутация)	Отсутствие почернения на коллекторе и нагара на щетках
$1\frac{1}{4}$	Слабое точечное искрение под небольшой частью щетки	То же
$1\frac{1}{2}$	Слабое искрение под большей частью щетки	Появление на коллекторе следов почернения, легко устранимых протиранием его поверхности бензином, а также следов нагара на щетках
2	Искрение под всем краем щетки, допустимое только при кратковременных толчках (резких увеличениях) нагрузки и перегрузке	Появление на коллекторе следов почернения, не устранимых протиранием его поверхности бензином, а также следов нагара на щетках
3	Значительное искрение под всем краем щетки, наличие крупных вылетающих искр. Допустимо только в момент прямого включения или реверсирования двигателя, если при этом коллектор и щетки остаются в состоянии, пригодном для дальнейшей работы	Значительное почернение коллектора, не устранимое протиранием его поверхности бензином, а также подгар и разрушение щеток

крение вызывает повреждение поверхности коллектора и щеток и делает работу машины невозможной. Степень искрения под сбегающим краем щетки (из-под которого выходят пластины коллектора при его вращении) оценивается в соответствии с данными, приведенными в табл. 20.1 (ГОСТ 183—74\*\*). Степени искрения 1, 1<sup>1/4</sup> и 1<sup>1/2</sup> допустимы при длительной работе машины, а степени 2 и 3 — только при кратковременной. Из таблицы видно, что оценка степени искрения производится визуально (субъективно), хотя в настоящее время разработаны и объективные способы.

## 20.2. Анализ причин искрения

Искрение щеток на коллекторе может происходить по нескольким причинам, которые условно можно разделить на механические, потенциальные и электромагнитные.

*Механические* причины искрения связаны с некачественным изготовлением коллектора и щеточного аппарата. Неровная поверхность коллектора, отдельные выступающие коллекторные пластины, биение коллектора из-за его эксцентриситета или овальности, заедание и вибрация щеток в щеткодержателях и ряд других причин приводят к механическому нарушению контакта между щеткой и коллектором и появлению искрения.

*Потенциальной* причиной искрения является повышение напряжения между соседними коллекторными пластинами  $U_{к\max}$ . При неблагоприятных условиях это может привести к аварийному явлению — круговому огню на коллекторе (см. подразд. 19.4).

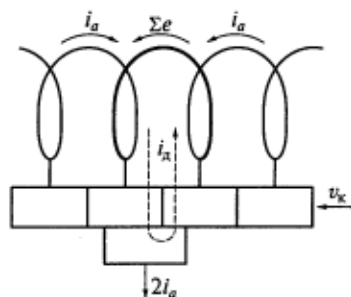
*Электромагнитная* причина искрения является основной, и связана она с протеканием электромагнитных процессов в коммутруемых секциях.

При коммутации в секции, замкнутой щеткой, происходит изменение направления тока на противоположное. Так как секция обладает индуктивностью  $L_s$ , то в ней будет наводиться ЭДС самоиндукции  $e_s$ . В общем случае, когда ширина щетки больше ширины одной коллекторной пластины ( $\beta_{щ} > 1$ ), одновременно коммутуются и рядом лежащие секции, которые могут иметь электромагнитную связь с рассматриваемой секцией. Следовательно, помимо ЭДС самоиндукции в каждой коммутруемой секции наводятся ЭДС взаимной индукции от соседних коммутруемых секций  $\sum e_M$ . ЭДС коммутруемой секции, равная сумме ЭДС самоиндукции и ЭДС взаимной индукции, называется реактивной ЭДС  $e_p$ :

$$e_p = e_s + \sum e_M.$$

Реактивная ЭДС по правилу Ленца стремится задержать изменение тока в коммутруемой секции, и ее направление совпадает с направлением тока в секции до начала коммутации. Кроме

Рис. 20.3. Замыкание добавочного тока  $i_d$  в коммутируемой секции



реактивной ЭДС в коммутируемой секции наводится ЭДС вращения  $e_{вр}$  от внешнего поля, имеющегося в зоне коммутации. Обычно середина этой зоны совпадает с геометрической нейтралью машины (поперечной осью). Внешнее поле создается или поперечным полем якоря, или дополнительными полюсами (см. подразд. 20.4). В зависимости от направления внешнего поля ЭДС вращения может иметь согласное или встречное направление с реактивной ЭДС.

Таким образом, при работе машины в коммутируемой секции действует результирующая ЭДС

$$\Sigma e = e_p \pm e_{вр},$$

которая создает добавочный ток коммутации  $i_d$ , протекающий в контуре, образованном коммутируемой секцией и щеткой, как показано на рис. 20.3. Если в момент времени  $t = T_k$ , когда секция выходит из состояния короткого замыкания, ток  $i_d$  не достигает нулевого значения, то происходит механический разрыв этого тока. При этом запасенная в секции энергия, равная  $L_s i_d^2 / 2$ , высвобождается в виде искрового разряда между щеткой и коллектором. Интенсивность искрения зависит от запасенной в секции электромагнитной энергии.

На процесс коммутации в машинах постоянного тока существенное влияние оказывает переходное сопротивление контакта между щеткой и коллектором. Механизм прохождения тока в этом контакте отличается большой сложностью и зависит от целого ряда факторов. Обычно в соответствии со стандартом для электрических машин задается падение напряжения в щеточном контакте на пару щеток  $\Delta U_{щ}$ , которое зависит от их типа. В машинах постоянного тока находят применение графитные, угольно-графитные и электрографитированные щетки, для которых  $\Delta U_{щ} = 1,5 \dots 3,0$  В. В электрических машинах низкого напряжения применяются металлографитные щетки с  $\Delta U_{щ} = 0,5 \dots 2$  В.

### 20.3. Виды коммутации

Характер протекания коммутационного процесса в машинах постоянного тока зависит от закона изменения тока в секции за период, когда она накоротко замкнута щеткой. В основу классической теории коммутации положено предположение, что переход-

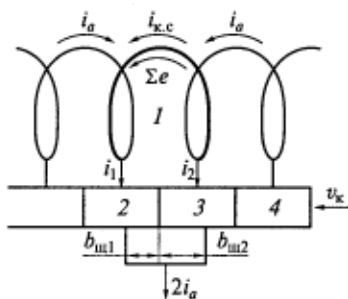


Рис. 20.4. Расчетная схема для вывода закона изменения тока в коммутируемой секции:

$I$  — коммутируемая секция; 2—  
4 — коллекторные пластины

равна ширине коллекторной пластины  $b_k$ . При заданном направлении вращения якоря (рис. 20.4) коммутация секции  $I$  начнет с того момента, когда коллекторная пластина 3 войдет в соприкосновение с правым краем щетки, который называют набегающим. С этого момента секция  $I$  будет замкнута щеткой накоротко и в ней будет происходить изменение тока  $i_{к.с}$  (от  $+i_a$  до  $-i_a$ ). При дальнейшем перемещении якоря через период коммутации  $T_k$  коллекторная пластина 2 выйдет из соприкосновения со щеткой под ее левым краем (сбегающим). В этот момент коммутация секции  $I$  закончится, секция перейдет в другую параллельную ветвь обмотки и ток в ней поменяет направление на противоположное по сравнению с его направлением до начала коммутации.

Для определения закона изменения тока в коммутируемой секции  $I$  в момент времени  $t$  ( $0 < t < T_k$ ) согласно рис. 20.4 и второму правилу Кирхгофа можно записать

$$i_1 r_{щ1} - i_2 r_{щ2} = \Sigma e, \quad (20.2)$$

где  $r_{щ1}$ ,  $r_{щ2}$  — переходные сопротивления щеточного контакта сбегающей и набегающей частей щетки соответственно;  $\Sigma e = e_p \pm e_{вр}$ .

В уравнении (20.2) не учитываются сопротивления коммутируемой секции и выводов, соединяющих эту секцию с коллектором, так как эти сопротивления значительно меньше переходных сопротивлений в щеточном контакте.

По первому правилу Кирхгофа для коммутируемой секции справедливы выражения

$$i_1 = i_a + i_{к.с}; \quad i_2 = i_a - i_{к.с}. \quad (20.3)$$

ное сопротивление  $r_{щ}$  между щеткой и коллектором является постоянным и не зависящим от плотности тока в щетке  $J_{щ}$ , т. е. зависимость  $\Delta U_{щ} = f(J_{щ})$  считается линейной. Несмотря на то, что это допущение не является корректным, результаты анализа, полученные на основе классической теории, позволяют выявить основные закономерности процесса коммутации и определить способы ее улучшения.

Процесс коммутации рассмотрим на примере простой петлевой обмотки. В целях большей наглядности примем, что обмотка якоря является кольцевой и что ширина щетки  $b_{щ}$

Из совместного решения уравнений (20.2) и (20.3) получим

$$i_{к.с} = i_a (r_{ш1} - r_{ш2}) / (r_{ш1} + r_{ш2}) + \sum e / r_{ш}, \quad (20.4)$$

где  $r_{ш} = r_{ш1} + r_{ш2}$  — переходное сопротивление щеточного контакта.

Переходные сопротивления  $r_{ш1}$  и  $r_{ш2}$  обратно пропорциональны площадям  $S_{ш1}$  и  $S_{ш2}$  соприкосновения щетки с соответствующей коллекторной пластиной, которые определяются по формулам

$$\begin{aligned} S_{ш1} &= b_{ш1} l_{ш} = v_k (T_k - t) l_{ш}; \\ S_{ш2} &= b_{ш2} l_{ш} = v_k t l_{ш}, \end{aligned} \quad (20.5)$$

где  $l_{ш}$  — осевая длина щетки.

Тогда

$$r_{ш1} / r_{ш2} = S_{ш2} / S_{ш1} = t / (T_k - t).$$

Подставив (20.5) в (20.4), получим в окончательном виде выражение для тока в коммутируемой секции:

$$i_{к.с} = i_a (1 - 2t / T_k) + \sum e / r_{ш}. \quad (20.6)$$

Из уравнения (20.6) видно, что характер изменения тока  $i_{к.с}$  за период коммутации зависит от значения суммарной ЭДС и ее знака. В зависимости от этого различают три вида коммутации.

**Прямолинейная коммутация** в машинах постоянного тока имеет место при  $\sum e = 0$ , для чего реактивная ЭДС  $e_p$  в любой момент времени должна быть скомпенсирована ЭДС вращения  $e_{вр}$ . При выполнении этого условия ток в коммутируемой секции

$$i_{к.с} = i_{пр} = i_a (1 - 2t / T_k), \quad (20.7)$$

где  $i_{пр}$  — ток, соответствующий прямолинейной коммутации.

Из (20.7) видно, что изменение тока во времени происходит по линейному закону (рис. 20.5), поэтому такая коммутация и называется прямолинейной.

**Замедленная коммутация** происходит в том случае, когда реактивная ЭДС  $e_p$  имеет большее значение, чем компенсирующая ее ЭДС вращения  $e_{вр}$ , а также тогда, когда  $e_{вр}$  совпадает по направлению с  $e_p$ .

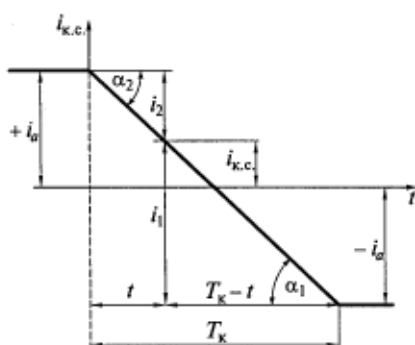


Рис. 20.5. Изменение тока в коммутируемой секции при прямолинейной коммутации

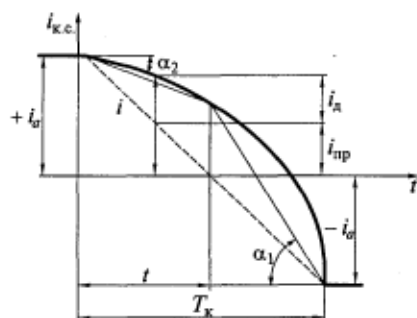


Рис. 20.6. Изменение тока в коммутируемой секции при замедленной коммутации

Добавочный ток  $i_d = \sum e/r_{ш}$  стремится задержать изменение тока в коммутируемой секции, т. е. ток в секции изменяется медленнее и проходит через нулевое значение позже, чем при прямолинейной коммутации (рис. 20.6), поэтому такая коммутация и называется замедленной. При замедленной коммутации добавочный ток  $i_d$  замыкается поперек щетки, причем в скользящем контакте под сбегающей ее частью он имеет такое же направление, как и ток  $i_a$ , а под набегающей частью — встречное этому току. Следовательно, плотность тока под сбегающим краем щетки будет больше, чем под набегающим.

Для замедленной коммутации характерно искрение сбегающего края щетки. Такое искрение возникает, когда при завершении коммутации секции в момент времени  $t = T_k$  ток  $i_d$  не успевает достигнуть нулевого значения и при размыкании секции происходит его разрыв (рис. 20.7). Этот ток называется током разрыва  $i_{раз}$ . Чем больше ток разрыва, тем сильнее искрение под сбегающим краем щетки.

Ускоренная коммутация имеет место, если  $\sum e = (e_p - e_{ар}) < 0$ , что наблюдается в машинах постоянного тока при сильных дополнительных полюсах. При ускоренной коммутации появившийся добавочный ток  $i_d$  имеет противоположное направление по сравнению с током при замедленной коммутации. Следовательно, ток  $i_{к.с.}$  будет изменяться быстрее, чем при прямолинейной коммутации (рис. 20.8), а плотность тока под набегающей частью щетки будет больше, чем под сбегающей ( $\alpha_2 > \alpha_1$ ).

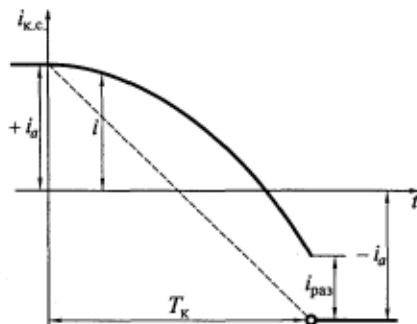


Рис. 20.7. Возникновение тока разрыва при замедленной коммутации

В соответствии с (20.6) ток  $i_{к.с.}$  при замедленной коммутации можно представить в виде двух составляющих:

$$i_{к.с.} = i_{пр} + i_d. \quad (20.8)$$

Замедленная коммутация обычно наблюдается в машинах постоянного тока без дополнительных полюсов со щетками, установленными на геометрической нейтрали, а также в машинах, имеющих слабые (недостаточные для компенсации ЭДС  $e_p$ ) дополнительные полюсы.

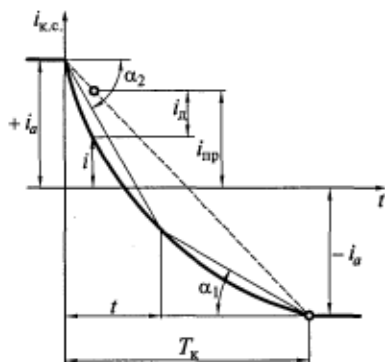


Рис. 20.8. Изменение тока в коммутируемой секции при ускоренной коммутации

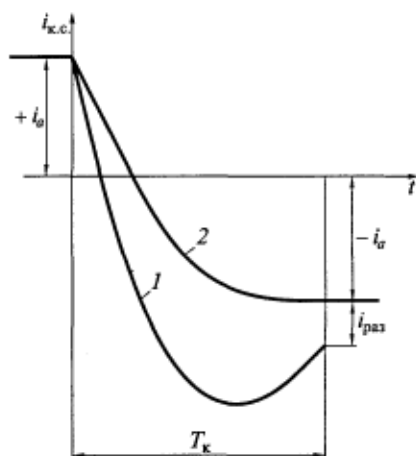


Рис. 20.9. Изменение тока в коммутируемой секции при сильном (1) и небольшом (2) ускорении коммутации

При сильном ускорении коммутации также возможно появление тока разрыва  $i_{\text{раз}}$  (кривая 1 на рис. 20.9) и искрения под щетками, т. е. сильно ускоренная коммутация является недопустимой. Однако небольшое ускорение коммутации (кривая 2), при которой ток  $i_{\text{к.с}}$  достигает значения, близкого к току параллельной ветви  $i_a$  до завершения коммутации, является желательным. В этом случае ток сбегающей части щетки  $i_1$  еще до завершения коммутации будет равен нулю, что уменьшает вероятность появления искрения. Во многих случаях ускоренная коммутация в машинах постоянного тока более предпочтительна, чем прямолинейная.

## 20.4. Способы улучшения коммутации

Так как искрение щеток связано с разрывом добавочного тока коммутируемой секции, то меры по улучшению коммутации направлены в первую очередь на уменьшение его значения. Как следует из уравнений (20.6) и (20.8), добавочный ток

$$i_d \approx \sum e/r_{\text{ш}} = (e_p \pm e_{\text{вр}})/r_{\text{ш}}.$$

Следовательно, уменьшить ток  $i_d$  можно или увеличением сопротивления  $r_{\text{ш}}$ , или уменьшением результирующей ЭДС  $\sum e$ , наводимой в коммутируемой секции.

**Улучшение коммутации путем увеличения сопротивления коммутируемой секции.** Сопротивление цепи коммутируемой секции состоит из сопротивления самой секции, сопротивления выводов

секции, соединяющих ее с коллектором, и переходного сопротивления щеточного контакта. Сопротивления секции и выводов малы по сравнению с  $r_{щ}$ , а их увеличение приведет к росту электрических потерь и снижению КПД.

В машинах постоянного тока сопротивление щеточного контакта увеличивают за счет применения графитовых щеток марок ЭГ, Г и других, значение  $\Delta U_{щ}$  которых находится в пределах 1,7... 2,7 В. Чем тяжелее условия коммутации, тем целесообразнее выбирать щетки с большим значением  $\Delta U_{щ}$ . Подбор щеток обычно производится на заводе-изготовителе при настройке коммутации.

Как видно из рис. 20.3, добавочный ток  $i_d$  замыкается поперек щетки. Поэтому в настоящее время для увеличения сопротивления  $r_{щ}$  применяют анизотропные щетки, поперечное сопротивление которых существенно больше продольного, по которому протекает основной ток  $i_a$ . Таким образом удастся уменьшить добавочный ток  $i_d$  без увеличения электрических потерь в щеточном контакте от основного тока  $i_a$ .

**Улучшение коммутации путем уменьшения реактивной ЭДС.** Этот метод в основном относится к машинам, не имеющим дополнительных полюсов. Значение реактивной ЭДС может быть получено по формуле Пихельмайера

$$e_p = 2w_s l_s A v_a \xi, \quad (20.9)$$

где  $w_s$  — число витков в секции;  $l_s$  — расчетная длина якоря;  $A$  — линейная нагрузка якоря;  $v_a$  — окружная скорость якоря;  $\xi$  — удельная магнитная проводимость для потоков рассеяния коммутируемых секций.

Из формулы (20.9) видно, что уменьшить реактивную ЭДС можно путем уменьшения входящих в нее величин. При проектировании машин постоянного тока стремятся увеличить число секций обмотки якоря, чтобы уменьшить число витков в каждой из них (обычно в машинах средней и большой мощностей  $w_s = 1$ ) и уменьшить длину якоря за счет увеличения его диаметра. С повышением мощности машины для уменьшения реактивной ЭДС снижают номинальную частоту вращения (окружную скорость якоря  $v_a$ ). Уменьшать линейную нагрузку  $A$  якоря для снижения  $e_p$  в большинстве случаев нецелесообразно, так как при этом увеличиваются размеры машины.

Уменьшение результирующей удельной магнитной проводимости достигается путем использования менее глубоких, но более широких открытых пазов на якоре (т. е. путем уменьшения проводимости пазового рассеяния), а также обмоток с укороченным шагом  $y_1$ . (При этом часть сторон коммутируемых секций, которые при диаметральном шаге располагались бы в одном пазу, перемещаются в соседние пазы, вследствие чего ЭДС взаимной индукции  $\sum e_M$  уменьшается).



Уменьшение  $e_p$  может быть достигнуто применением более широких щеток (увеличением  $\beta_{щ}$ ). При этом увеличивается период коммутации секции, уменьшается скорость изменения тока в ней ( $di_{к.с}/dt$ ) и ЭДС самоиндукции  $e_s$ . Несмотря на то что в этом случае возрастает число секций, индуктивно связанных с коммутируемой секцией, реактивная ЭДС уменьшается.

Практикой установлено, что для удовлетворительной коммутации среднее значение  $\sum e = (e_p + e_{sp})$  в секции не должно превышать 0,5...0,7 В.

**Улучшение коммутации путем создания коммутирующего поля в зоне коммутации.** Наиболее целесообразно улучшать коммутацию посредством компенсации реактивной ЭДС. Для этого в зоне, где располагаются проводники коммутируемых секций, необходимо создать магнитное поле, которое будет наводить ЭДС вращения, имеющую направление, противоположное направлению реактивной ЭДС, и равную или несколько превышающую ее. Такое магнитное поле и наводимую им ЭДС  $e_k$  называют соответственно коммутирующим полем и коммутирующей ЭДС. Разность  $e_p - e_k = 0$  соответствует прямолинейной коммутации в машине, а при  $e_p - e_k < 0$  коммутация будет носить ускоренный характер. Для того чтобы получить оптимальную ускоренную коммутацию, следует увеличить ЭДС  $e_k$ , т. е. принять ее равной (1,1 ... 1,15)  $e_p$ .

Получить коммутирующее поле можно двумя путями: с помощью дополнительных полюсов и сдвигом щеток с геометрической нейтрали.

1. Создание коммутирующего поля с помощью дополнительных полюсов — это основной способ улучшения коммутации в машинах постоянного тока. В настоящее время дополнительные полюсы применяются во всех машинах мощностью от 1 кВт.

Дополнительные полюсы располагаются между основными полюсами по поперечной оси машины (геометрической нейтрали), как показано на рис. 20.10. Щетки у машин с дополнительными полюсами также устанавливаются на геометрической нейтрали. Число дополнительных полюсов обычно равно числу главных полюсов. Сердечники этих полюсов обычно собирают из отдельных листов электротехнической стали.

Магнитное поле дополнительного полюса создается катушкой, расположенной на его

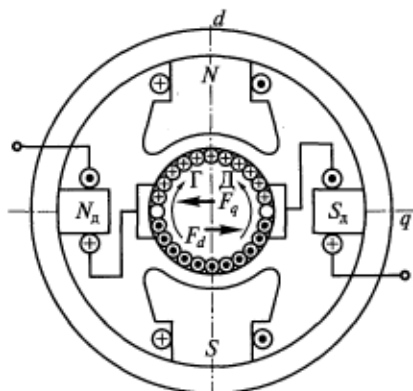


Рис. 20.10. Схема установки дополнительных полюсов

сердечнике. Катушки полюсов соединяются между собой, образуя обмотку возбуждения дополнительных полюсов. Полюсы должны иметь чередующуюся полярность, согласованную с полярностью главных полюсов. Полярность каждого из дополнительных полюсов выбирается таким образом, чтобы наводимая его полем ЭДС  $e_k$  была направлена навстречу реактивной ЭДС. На рис. 20.10 показано, что, если машина работает в режиме генератора, дополнительный полюс должен иметь полярность следующего за ним (по направлению вращения якоря) главного полюса. В двигательном режиме полярность дополнительного полюса соответствует полярности предшествующего ему (по направлению вращения якоря) главного полюса. Магнитный поток дополнительных полюсов  $\Phi_d$  имеет встречное направление по отношению к магнитному потоку якоря в зоне коммутации  $\Phi_q$ .

Для того чтобы компенсация реактивной ЭДС происходила при любых значениях тока якоря, необходимо, чтобы магнитный поток дополнительного полюса и коммутирующая ЭДС изменялись так же, как реактивная ЭДС, т.е. пропорционально этому току. Поэтому обмотка дополнительных полюсов включается последовательно с обмоткой якоря. Кроме того, магнитная цепь дополнительных полюсов должна быть ненасыщена, так как только при этом условии индукция коммутирующего поля  $B_k$  и, следовательно, ЭДС  $e_k$  будут пропорциональны току якоря. Поэтому воздушный зазор под дополнительными полюсами должен быть больше зазора под главными полюсами. Это уменьшает пульсацию магнитного потока под полюсом из-за зубчатого строения якоря, что также благоприятно сказывается на коммутации.

2. Создание коммутирующего поля путем сдвига щеток с геометрической нейтрали для получения коммутирующего поля применяется в машинах, не имеющих дополнительных полюсов. Щетки сдвигаются с нейтрали таким образом, чтобы коммутируемые секции располагались за физической нейтралью, т.е. в зоне, где имеется поле главных полюсов. Щетки следует сдвигать с геометрической нейтрали по направлению вращения якоря в генераторах и против направления вращения — в двигателях.

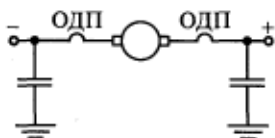


Рис. 20.11. Схема включения обмотки дополнительных полюсов (ОДП) и конденсаторов для уменьшения радиопомех

Этот способ улучшения коммутации имеет следующие недостатки: компенсацию реактивной ЭДС при неизменном положении щеток можно получить только для одного значения тока якоря; применять этот способ можно только для машин с неизменным направлением вращения якоря.

При коммутации возникают электромагнитные колебания с частотой в несколько тысяч герц (см. подразд. 20.1). Эти колеба-

ния вызывают радиопомехи, затрудняющие работу радиотехнической аппаратуры. Для борьбы с помехами обмотку дополнительных полюсов разбивают на две части, которые подсоединяют к щеткам разной полярности (рис. 20.11). Для того чтобы эти высокочастотные колебания не выходили за пределы машины, между ее корпусом и выводами обмотки якоря включают конденсаторы (емкостный фильтр).

### **Контрольные вопросы**

1. Какой процесс в машинах постоянного тока называется коммутацией?
2. Каковы причины искрения щеток?
3. Какую ЭДС, индуктируемую в коммутируемой секции, называют реактивной?
4. Какими путями проходит ток между щеткой и коллектором?
5. Каковы условия прямолинейной, замедленной и ускоренной коммутации в машине?
6. Какие способы улучшения коммутации применяются в машинах постоянного тока?
7. Почему обмотка дополнительных полюсов включается последовательно с обмоткой якоря?

### 21.1. Классификация и основные уравнения генераторов

Генераторы постоянного тока являются источниками постоянного тока, в которых осуществляется преобразование механической энергии в электрическую. Генераторы постоянного тока находят применение в тех отраслях промышленности, где по условиям производства необходим или предпочтителен постоянный ток (на предприятиях цветной металлургии при использовании электролиза, железнодорожном, городском и водном транспорте, в авиации и др.). Кроме того, они широко используются в качестве возбuditелей синхронных генераторов.

Классификация генераторов постоянного тока производится по способу их возбуждения, т. е. различают генераторы с независимым возбуждением и самовозбуждением. Независимое возбуждение может быть электромагнитным или магнитоэлектрическим.

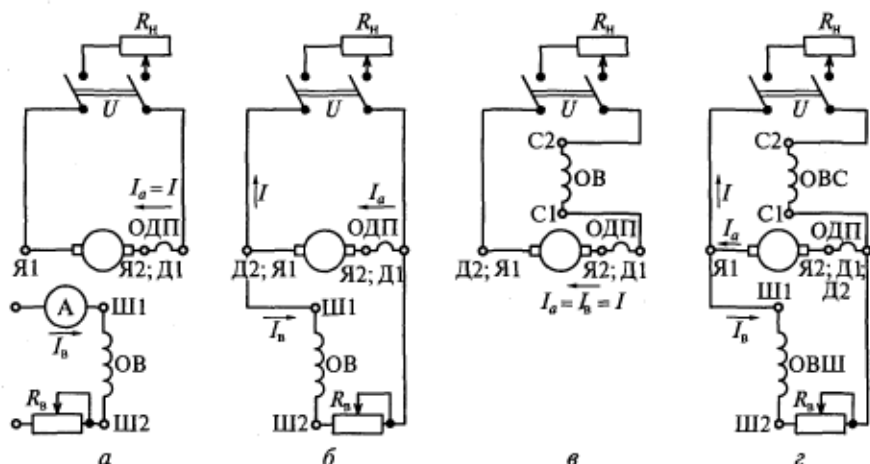


Рис. 21.1. Электрические схемы генераторов постоянного тока с электромагнитным возбуждением:

*а* — независимым; *б* — параллельным; *в* — последовательным; *г* — смешанным; ОДП — обмотка добавочных полюсов; ОВ — обмотка возбуждения; ОВС — обмотка последовательного возбуждения (сериесная); ОВШ — обмотка параллельного возбуждения (шунтовая)

В генераторах с электромагнитным возбуждением обмотка возбуждения, расположенная на главных полюсах, подключается к независимому источнику питания (рис. 21.1, *а*). Ток в цепи возбуждения  $I_b$  изменяют в широких пределах с помощью регулируемого реостата  $R_b$ . Мощность, потребляемая обмоткой возбуждения, невелика и в номинальном режиме составляет 1...5 % номинальной мощности генератора. Обычно относительное значение мощности возбуждения уменьшается с возрастанием номинальной мощности машины.

В генераторах с магнитоэлектрическим возбуждением для создания поля используются постоянные магниты, устанавливаемые на его полюсах. Это генераторы относительно небольшой мощности, основным недостатком которых является трудность регулирования напряжения.

В генераторах с самовозбуждением обмотка возбуждения получает питание от обмотки якоря. В зависимости от схемы включения этих обмоток различают генераторы с параллельным, последовательным и смешанным возбуждением.

В схеме генератора параллельного возбуждения, показанной на рис. 21.1, *б*, ток возбуждения  $I_b$  изменяется с помощью регулируемого реостата  $R_b$ .

В генераторах последовательного возбуждения обмотка возбуждения соединяется последовательно с обмоткой якоря и ее ток возбуждения равен току якоря и току нагрузки:  $I_b = I_a = I$  (рис. 21.1, *в*). Генераторы последовательного возбуждения имеют крайне ограниченное применение и далее рассматриваться не будут.

В генераторах со смешанным возбуждением (рис. 21.1, *г*) на полюсах размещаются две обмотки возбуждения. Одна из этих обмоток, имеющая большое число витков и выполненная из проводников относительно небольшого сечения, включается параллельно с обмоткой якоря, а другая обмотка с малым числом витков из проводников большого сечения — последовательно с ней. При этом параллельная и последовательная обмотки могут включаться как согласно, так и встречно, в зависимости от чего различают генераторы смешанного согласного возбуждения и генераторы смешанного встречного возбуждения. Обычно в генераторах смешанного возбуждения основная часть МДС возбуждения создается параллельной обмоткой.

Маркировка обмоток машин постоянного тока в соответствии с ГОСТ 26772—85 приведена в табл. 21.1 (в скобках указана маркировка этих обмоток в соответствии с ГОСТ 183—74\*\*).

Рассмотрим основные уравнения генераторов.

1. Уравнение равновесия напряжений для цепи якоря генератора имеет вид

$$U = E - I_a \sum r_a - \Delta U_{ш}, \quad (21.1)$$

Маркировка обмоток машин постоянного тока

Наименование обмотки	Обозначение выводов	
	Начало	Конец
Обмотка якоря	A1 (Я1)	A2 (Я2)
Обмотка дополнительных полюсов	B1 (Д1)	B2 (Д2)
Компенсационная обмотка	C1 (К1)	C2 (К2)
Последовательная обмотка возбуждения	D1 (С1)	D2 (С2)
Параллельная обмотка возбуждения	E1 (Ш1)	E2 (Ш2)
Независимая обмотка возбуждения	F1 (Н1)	F2 (Н2)

где  $U$  и  $E$  — напряжение и ЭДС генератора;  $I_a$  — ток якоря;  $\sum r_a$  — суммарное сопротивление всех обмоток, обтекаемых током якоря;  $\Delta U_{щ}$  — падение напряжения в щеточном контакте (на пару щеток).

Падение напряжения в цепи якоря складывается из падения напряжения в обмотках  $I_a \sum r_a$  и падения напряжения в щеточном контакте  $\Delta U_{щ}$ . В общем случае

$$\sum r_a = r_a + r_d + r_c + r_k, \quad (21.2)$$

где  $r_a$ ,  $r_d$ ,  $r_c$ ,  $r_k$  — сопротивления обмотки якоря, дополнительных полюсов, последовательной (серийной) и компенсационной соответственно.

В зависимости от конкретной схемы генератора часть сопротивлений в правой части формулы (21.2) может отсутствовать. Для приближенных расчетов уравнение (21.1) можно упростить за счет пренебрежения падением напряжения в щеточном контакте (как отмечалось в подразд. 20.4,  $\Delta U_{щ} = 1,7 \dots 3$  В, что весьма мало по сравнению с напряжением генераторов общепромышленного применения, составляющим 115...460 В). Тогда это уравнение будет иметь вид

$$U = E - I_a \sum r_a. \quad (21.3)$$

При упрощенном учете переходного сопротивления щеточного контакта принимают  $r_{щ} = \Delta U_{щ} / I_{ном} = \text{const}$ , и тогда можно записать

$$U = E - I_a \sum R_a, \quad (21.4)$$

где  $\sum R_a = \sum r_a + r_{щ}$ .

2. Уравнение равновесия напряжений для цепи с обмоткой независимого возбуждения имеет вид

$$U_B = I_B \sum r_B. \quad (21.5)$$

Здесь  $\sum r_B = r_B + R_B$ , где  $r_B$  — сопротивление обмотки возбуждения;  $R_B$  — сопротивление регулировочного реостата.

Для генераторов параллельного и смешанного возбуждения справедливо уравнение

$$U = I_B \sum r_B.$$

3. Уравнение баланса токов для генераторов параллельного и смешанного возбуждения имеет вид

$$I_a = I_B + I. \quad (21.6)$$

## 21.2. Условия самовозбуждения генераторов с параллельным и смешанным возбуждением

В генераторах параллельного возбуждения обмотка возбуждения питается от обмотки якоря (см. рис. 21.1, б), поэтому при вращении ротора ЭДС в обмотке якоря наводиться не будет. Для появления ЭДС необходимо наличие остаточного магнитного потока  $\Phi_{ост}$  в машине, для чего она хотя бы один раз должна быть намагничена путем пропускания тока через обмотку возбуждения от постороннего источника.

Процесс самовозбуждения генератора протекает следующим образом. Остаточный магнитный поток наводит в обмотке вращающегося якоря остаточную ЭДС  $E_{ост}$ , которая составляет 1...3 % номинального напряжения машины. Так как обмотка возбуждения подключена к обмотке якоря, то  $E_{ост}$  создает в ней небольшой ток возбуждения, который, в свою очередь, создает начальный поток возбуждения. В зависимости от направления этого потока возможны два варианта развития процесса самовозбуждения.

1. Поток возбуждения направлен встречно остаточному потоку; результирующий поток уменьшается и машина не возбуждается. В этом случае надо поменять местами выводы обмотки параллельного возбуждения.

2. Поток возбуждения направлен согласно с остаточным потоком. При этом результирующий поток увеличивается, что приводит к увеличению ЭДС. Увеличение ЭДС вызывает увеличение тока возбуждения, результирующего потока и т. д.

Процесс нарастания тока возбуждения при холостом ходе машины ( $I = 0$ ) описывается дифференциальным уравнением

$$e = i_B \sum r_B + d(L_B i_B)/dt, \quad (21.7)$$

где  $L_B$  — индуктивность обмотки возбуждения.

Падение напряжения в цепи якоря от тока  $i_b$  весьма мало, поэтому в уравнении (21.7) напряжение возбуждения принято равным ЭДС обмотки якоря. Процесс самовозбуждения завершится, когда ток в обмотке возбуждения достигнет установившегося значения. Тогда

$$\begin{aligned} d(L_b i_b)/dt &= 0; \\ E &= I_b \sum r_b. \end{aligned} \quad (21.8)$$

На рис. 21.2 показаны зависимости  $E = f(I_b)$  и  $I_b \sum r_b = f(I_b)$  при  $n = \text{const}$ . Первая зависимость является характеристикой холостого хода (кривая 1), а вторая — характеристикой цепи возбуждения (прямые 2—4).

Если принять, что  $\sum r_b = \text{const}$ , то характеристика цепи возбуждения будет представлять собой прямую линию 2, идущую под углом  $\alpha$  к оси абсцисс, причем  $\text{tg } \alpha = E/I_b = \sum r_b$ . Точка пересечения  $A$  характеристик 1 и 2 отвечает равенствам (21.8), а соответствующая этой точке ЭДС обмотки якоря устанавливается при данном сопротивлении цепи возбуждения  $\sum r_b$ . При изменении сопротивления цепи возбуждения будет изменяться ЭДС обмотки якоря. Если увеличивать сопротивление  $\sum r_b$ , то угол  $\alpha$  наклона характеристики цепи возбуждения будет возрастать, а точка  $A$  будет перемещаться влево.

При некотором критическом сопротивлении цепи возбуждения  $\sum r_{b, \text{кр}}$  прямая 3, определяемая произведением  $I_b \sum r_{b, \text{кр}}$ , совпадает с прямолинейной частью характеристики холостого хода. Критическое сопротивление является максимальным сопротивлением цепи

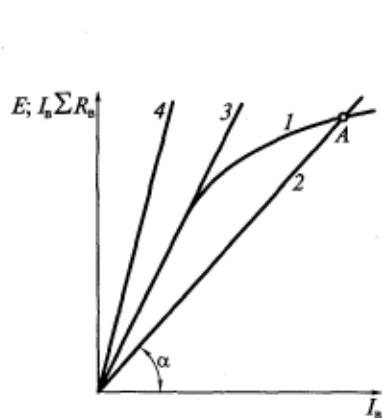


Рис. 21.2. Характеристики холостого хода (1) и цепи возбуждения (2—4) при постоянной частоте вращения генератора

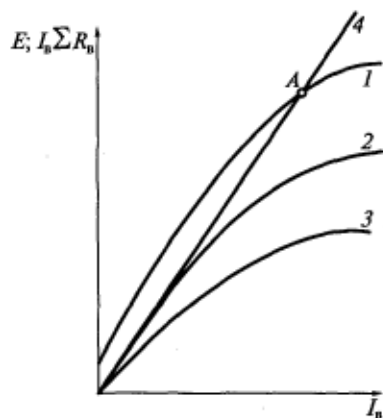


Рис. 21.3. Характеристики холостого хода (1—3) и цепи возбуждения (4) при переменной частоте вращения генератора



обмотки возбуждения, при котором возможно самовозбуждение машины. При дальнейшем увеличении сопротивления  $\sum r_{\text{в}}$  самовозбуждение происходить не будет, так как прямая 4, соответствующая  $I_{\text{в}} \sum r_{\text{в}} = f(I_{\text{в}})$ , в этом случае не пересекает характеристику холостого хода.

Если генератор работает с переменной частотой вращения, то каждому значению  $n$  будет соответствовать своя характеристика холостого хода 1—3 на рис. 21.3, так как ЭДС  $E$  пропорциональна  $n$ . Следовательно, для каждой частоты вращения будет свое значение критического сопротивления  $\sum r_{\text{в.кр}}$ , а для каждого сопротивления  $\sum r_{\text{в.кр}}$  — своя критическая частота вращения  $n_{\text{кр}}$ , ниже которой невозможно самовозбуждение генератора (кривая 2).

Таким образом, для самовозбуждения генератора необходимо выполнение следующих условий:

в машине должен существовать остаточный магнитный поток; поток возбуждения должен быть направлен согласно с остаточным потоком;

сопротивление цепи обмотки возбуждения должно быть меньше критического или частота вращения якоря должна быть больше критической.

### 21.3. Характеристики генераторов

Рабочие свойства электрических машин определяются их характеристиками. Для генераторов постоянного тока основными являются характеристики холостого хода, нагрузочная, внешняя и регулировочная.

Все указанные характеристики генераторов определяются при постоянной номинальной частоте вращения якоря и могут быть получены как экспериментальным, так и расчетным путем. Так как конструктивно машина постоянного тока является обращенной синхронной машиной, характеристика холостого хода генератора постоянного тока ( $E = f(I_{\text{в}})$ ) идентична характеристике холостого хода синхронного генератора (см. подразд. 14.1) и здесь рассматриваться не будет.

*Нагрузочная* характеристика представляет собой зависимость напряжения генератора постоянного тока от тока возбуждения  $U = f(I_{\text{в}})$  при неизменном токе якоря  $I_{\text{а}} = \text{const}$ . Практическое значение этой характеристики заключается в возможности определения по ней размагничивающего действия реакции якоря и зависимости реакции якоря от насыщения магнитной цепи и тока якоря.

Как и для синхронных генераторов, нагрузочную характеристику генератора постоянного тока удобнее строить совместно с характеристикой холостого хода, поскольку последнюю можно рассматривать как частный случай первой (при  $I_{\text{а}} = 0$ ).

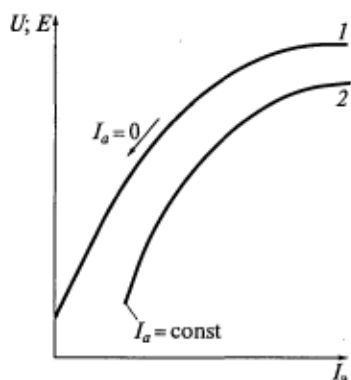


Рис. 21.4. Характеристика холостого хода (1) и нагрузочная характеристика (2) генератора с независимым возбуждением

Нагрузочная характеристика генератора с параллельным возбуждением из-за малости тока возбуждения по сравнению с током якоря ( $I_a \approx I$ ) практически не отличается от характеристики генератора с независимым возбуждением.

Нагрузочная характеристика генератора со смешанным согласным возбуждением может располагаться как выше характеристики холостого хода (при сильной последовательной обмотке возбуждения, МДС которой компенсирует размагничивающее действие реакции якоря и падение напряжения в цепи якоря), так и ниже нее (при слабой последовательной обмотке возбуждения).

Внешняя характеристика представляет собой зависимость напряжения генератора постоянного тока от тока нагрузки  $U=f(I)$  при постоянном токе возбуждения  $I_b = \text{const}$  (для генератора с независимым возбуждением) или постоянном сопротивлении цепи обмотки возбуждения  $\sum r_b = \text{const}$  (для генераторов с самовозбуждением).

Как и в синхронных машинах, внешнюю характеристику машины постоянного тока можно снимать и при увеличении нагрузки, и при ее уменьшении. Рассмотрим внешнюю характеристику при уменьшении нагрузки. Исходной в этом случае является точка характеристики, в которой номинальному току нагрузки  $I_{\text{ном}}$  соответствует номинальное напряжение  $U_{\text{ном}}$  (рис. 21.5). Ток возбуждения, соответствующий работе генератора в этой точке внешней характеристики, называется номинальным током возбуждения  $I_{\text{в.ном}}$ .

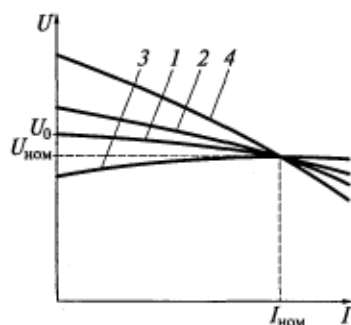


Рис. 21.5. Внешние характеристики генераторов постоянного тока с независимым (1), параллельным (2), смешанным согласным (3) и смешанным встречным (4) возбуждением

Рис. 21.5. Внешние характеристики генераторов постоянного тока с независимым (1), параллельным (2), смешанным согласным (3) и смешанным встречным (4) возбуждением

Рис. 21.5. Внешние характеристики генераторов постоянного тока с независимым (1), параллельным (2), смешанным согласным (3) и смешанным встречным (4) возбуждением

В процессе снятия внешней характеристики генератора с независимым возбуждением (кривая 1) ток  $I_{в,ном}$  поддерживается постоянным. Начиная от исходной точки, ток нагрузки  $I$  постепенно уменьшают до нуля. Напряжение генератора при этом в соответствии с уравнением (21.3) увеличивается, так как уменьшаются падение напряжения в цепи якоря и размагничивающее действие реакции якоря. При холостом ходе в этом случае  $U = U_0$ .

По внешней характеристике определяют изменение напряжения

$$\Delta U = (U_0 - U_{ном}) / U_{ном} \quad (21.9)$$

Обычно изменение напряжения выражают в процентах. В генераторах с независимым возбуждением  $\Delta U = 10 \dots 15 \%$ , а ток короткого замыкания  $I_k$  составляет  $(5 \dots 10) I_{ном}$ , увеличиваясь с ростом мощности.

Внешнюю характеристику генератора с параллельным возбуждением (кривая 2) снимают при условии, что  $\sum r_b = \text{const}$ . С уменьшением тока нагрузки  $I$  напряжение  $U$  возрастает более сильно, чем в генераторах с независимым возбуждением, так как с ростом напряжения увеличиваются ток возбуждения  $I_b$  и ЭДС обмотки якоря, чего не происходит в случае независимого возбуждения.

Интересно рассмотреть и часть внешней характеристики генератора с параллельным возбуждением при токах нагрузки больше номинального. С уменьшением сопротивления нагрузки ток  $I$  сначала увеличивается до определенного значения  $(1,5 \dots 2,5) I_{ном}$ , называемого критическим (рис. 21.6), а затем начинает уменьшаться. Такой вид внешней характеристики объясняется тем, что при уменьшении напряжения уменьшается и ток возбуждения. Причем сначала этот процесс протекает медленно, так как сталь машины насыщена и уменьшение тока возбуждения не вызывает сильного снижения магнитного потока и ЭДС машины. Затем, когда ток возбуждения начинает соответствовать линейной (ненасыщенной) части характеристики холостого хода, размагничивание происходит более интенсивно. При коротком замыкании ( $U = 0$ ) машина будет практически размагничена и установившийся ток короткого замыкания  $I_k$  будет определяться только остаточной ЭДС. Как следует из уравнения (21.3),

$$I_k = E_{ост} / \sum r_a$$

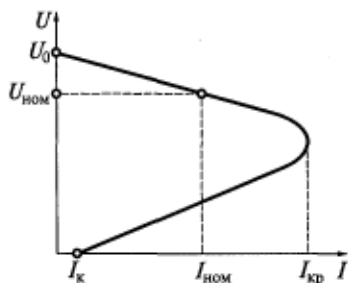


Рис. 21.6. Внешняя характеристика генератора постоянно с параллельным возбуждением

Вследствие малости остаточной ЭДС установившийся ток  $I_k$  в большинстве случаев невелик и не превышает номинального значения. Однако в переходном процессе внезапного короткого замыкания из-за медленного уменьшения магнитного потока (и ЭДС обмотки якоря) ток короткого замыкания может превысить номинальное значение в несколько раз, что вызовет сильное искрение щеток, а в некоторых случаях и появление кругового огня. Следовательно, все генераторы должны быть снабжены предохранителями или быстродействующими выключателями, отключающими короткое замыкание до того момента, как ток якоря достигнет больших значений. Изменение напряжения  $\Delta U$  в генераторах с параллельным возбуждением составляет 15...20 %.

В генераторах смешанного возбуждения с согласным включением обмоток возбуждения наибольшая доля МДС возбуждения создается параллельной обмоткой, а последовательная обмотка рассчитывается так, чтобы несколько перекомпенсировать размагничивающее действие реакции якоря. В этом случае последовательная обмотка не только компенсирует размагничивающую составляющую реакции якоря, но и создает избыточную МДС, которая будет увеличивать магнитный поток возбуждения и ЭДС якоря при увеличении тока нагрузки. В результате внешняя характеристика генератора будет располагаться ниже характеристик генератора с параллельным и независимым возбуждением (кривая 3 на рис. 21.5).

Эффективность действия последовательной обмотки возбуждения зависит от насыщения магнитной цепи машины. Так как МДС последовательной обмотки при сильном насыщении будет давать небольшое увеличение магнитного потока, то даже при достаточно сильной обмотке или больших нагрузках напряжение на выводах машины будет уменьшаться с ростом тока нагрузки.

В генераторах смешанного возбуждения со встречным включением обмоток возбуждения МДС последовательной обмотки возбуждения будет размагничивать машину, действуя согласно с размагничивающей составляющей реакции якоря. Однако при уменьшении тока нагрузки их совместное размагничивающее действие будет уменьшаться, что приведет к большему по сравнению с генераторами параллельного возбуждения росту напряжения. В результате внешняя характеристика рассматриваемого генератора будет иметь резко возрастающий характер (кривая 4 на рис. 21.5).

*Регулировочная* характеристика представляет собой зависимость тока возбуждения генератора от его тока нагрузки  $I_b = f(I)$  при неизменном напряжении  $U = U_{ном}$ . Обычно ее снимают при увеличении нагрузки (первая точка характеристики соответствует режиму холостого хода, т.е. при  $I = 0$ ).

В генераторах с независимым возбуждением при увеличении тока нагрузки  $I$  ток возбуждения  $I_b$  также необходимо увели-

чить, чтобы скомпенсировать уменьшение напряжения из-за падения напряжения и размагничивающего действия реакции якоря, как показано на рис. 21.7 (кривая 1).

Регулировочная характеристика генератора с параллельным возбуждением будет совпадать с характеристикой генератора с независимым возбуждением (кривая 2 на рис. 21.7), поскольку условие  $U = \text{const}$  превращает параллельное возбуждение (по схеме включения обмотки возбуждения) в независимое ( $U_b = U = \text{const}$ ).

В генераторах со смешанным согласным возбуждением в соответствии с их внешней характеристикой (кривая 3 на рис. 21.5) при увеличении тока нагрузки ток возбуждения сначала необходимо уменьшать. И только после достижения номинального значения тока, когда напряжение генератора при работе на внешней характеристике начнет уменьшаться, ток возбуждения следует увеличивать (кривая 3 на рис. 21.7).

В генераторе со смешанным встречным возбуждением из-за их сильного размагничивания с ростом тока нагрузки для поддержания напряжения необходимо резко увеличивать ток возбуждения, как показано на рис. 21.7 (кривая 4).

Сравним характеристики генераторов. Наибольшее изменение напряжения при изменении тока нагрузки характерно для генераторов смешанного возбуждения при встречном включении обмоток возбуждения, а наименьшее — для генераторов смешанного возбуждения при согласном включении обмоток (см. рис. 21.5).

Генераторы со смешанным согласным и параллельным возбуждением применяются в преобразовательных установках в качестве автономных источников постоянного тока.

Использование генераторов со смешанным согласным возбуждением предпочтительно в тех случаях, когда происходит частое и резкое изменение нагрузки, так как в них возможно обеспечение автоматического поддержания напряжения.

Генераторы с независимым возбуждением применяются тогда, когда требуется менять в широких пределах напряжение источника постоянного тока. В частности, они находят применение в электроприводах для питания двигателей постоянного тока с широким диапазоном регулирования частоты вращения.

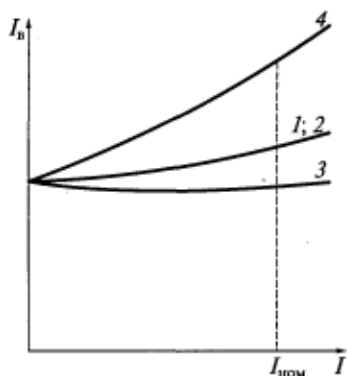


Рис. 21.7. Регулировочные характеристики генератора постоянного тока с независимым (1), параллельным (2), смешанным согласным (3) и смешанным встречным (4) возбуждением

## **Контрольные вопросы**

1. По какому признаку классифицируют генераторы постоянного тока?
2. Каковы возможные схемы включения обмотки возбуждения генератора?
3. Как происходит самовозбуждение генераторов постоянного тока?
4. Каковы условия самовозбуждения генераторов параллельного и смешанного возбуждения?
5. Сравните внешние характеристики генераторов с различными способами возбуждения.
6. Сравните регулировочные характеристики генераторов с различными способами возбуждения.

### 22.1. Классификация и основные уравнения двигателей постоянного тока

Двигатели постоянного тока находят широкое применение в тех случаях, когда по условиям работы исполнительного механизма требуется широкое изменение частоты вращения, и при этом часто имеют преимущества по сравнению с двигателями переменного тока. Используются они в металлургической промышленности, станкостроении, системах автоматического регулирования, широко применяются на электрическом транспорте, в авиации и автомобилестроении. Двигатели постоянного тока могут иметь мощность в пределах от нескольких ватт до нескольких тысяч киловатт.

Как и генераторы, двигатели постоянного тока классифицируются по способу включения обмотки возбуждения. Различают двигатели независимого, параллельного, последовательного и смешанного возбуждения. Электрические схемы этих двигателей аналогичны схемам соответствующих генераторов (см. рис. 21.1). Отличие заключается в том, что ток якоря  $I_a$  в двигателях независимого и последовательного возбуждения равен сетевому току  $I$ , а в двигателях параллельного и смешанного возбуждения из сети потребляется и ток возбуждения  $I_b$ .

Рассмотрим основные уравнения двигателей постоянного тока.

1. Уравнение равновесия напряжений для цепи якоря в режиме двигателя:

$$U = E + I_a \sum r_a + \Delta U_{ш}. \quad (22.1)$$

Упрощение уравнения (22.1) производится так же, как для генераторов (см. подразд. 21.1), и для приближенных расчетов его можно записать аналогично уравнению (21.4):

$$U = E + I_a \sum R_a. \quad (22.2)$$

2. Уравнения равновесия напряжений для цепи возбуждения не отличаются от аналогичных уравнений для генераторов.

3. Уравнение баланса токов для двигателей параллельного и смешанного возбуждения:

$$I = I_a + I_b. \quad (22.3)$$

4. Уравнение движения:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c, \quad (22.4)$$

где  $J$  — момент инерции якоря двигателя и вращающихся частей приводного механизма;  $M$  — электромагнитный момент, развиваемый двигателем,  $M = cI_a\Phi$ ;  $M_c$  — момент сопротивления, равный сумме моментов приводимого механизма  $M_2$  и тормозного момента  $M_0$ , обусловленного потерями внутри самого двигателя.

5. Уравнение частоты вращения двигателя можно получить из совместного решения уравнений (19.3) и (22.2).

Из уравнения (22.2) можно записать

$$E = U - I_a \sum R_a$$

Подставив в полученное выражение ЭДС из уравнения (19.3), получим

$$\omega = (U - I_a \sum r_A) / c\Phi$$

или

$$n = (30/\pi)\omega = c_1 (U - I_a \sum R_a) / \Phi. \quad (22.5)$$

## 22.2. Характеристики двигателей постоянного тока

Основными характеристиками, по которым оценивают рабочие свойства двигателей, являются:

*скоростная* — зависимость частоты вращения от тока якоря,  $n = f(I_a)$ ;

*моментная* — зависимость электромагнитного момента от тока якоря,  $M = f(I_a)$ ;

*механическая* — зависимость частоты вращения от электромагнитного момента,  $n = f(M)$ .

**Двигатели независимого и параллельного возбуждения.** Все характеристики этих двигателей получают при постоянных значениях напряжения сети и тока возбуждения, обычно соответствующих своим номинальным значениям:  $U = U_{ном}$ ;  $I_b = I_{б,ном}$ .

1. Скоростная характеристика  $n = f(I_a)$ . Выражением, определяющим эту характеристику, является уравнение (22.5). Как следует из этого уравнения, если магнитная цепь двигателя ненасыщена и магнитный поток  $\Phi = \text{const}$ , то зависимость  $n(I_a)$  линейная и с ростом тока якоря частота вращения уменьшается. Этому случаю соответствует сплошная линия на рис. 22.1.

Если, как показано в подразд. 19.4, поток якоря вызывает уменьшение потока возбуждения ( $\Phi = \Phi_0 - \Delta\Phi$ ), то выражение для частоты вращения будет иметь вид

$$n = \frac{(c_1 U - I_a \sum R_a)}{\Phi_0 - \Delta\Phi}, \quad (22.6)$$



где  $\Phi_0$  — магнитный поток, соответствующий номинальному току возбуждения  $I_{в.ном}$  при холостом ходе двигателя;  $\Delta\Phi$  — уменьшение магнитного потока из-за размагничивающего действия реакции якоря.

Как следует из формулы (22.6), при возрастании тока якоря в результате падения напряжения  $I_a \sum R_a$  частота вращения  $n$  снижается, а при уменьшении потока  $\Phi$  — увеличивается. Это показано на рис. 22.1 штриховой линией.

Если относительное значение суммарного сопротивления цепи якоря  $\sum R_a^*$  больше относительного значения уменьшения потока  $\Delta\Phi^*$ , то частота вращения с ростом тока якоря будет уменьшаться. Если же  $\sum R_a^* < \Delta\Phi^*$ , то частота вращения с ростом тока якоря будет увеличиваться и такая характеристика будет неустойчивой (см. подразд. 22.4).

Размагничивающее действие реакции якоря обычно начинается при токах якоря, превышающих 50...70 % номинального значения, т. е. скоростная характеристика может иметь возрастающий характер (см. штриховую линию на рис. 22.1), начиная с этих значений токов.

2. Моментная характеристика  $M = f(I_a)$ . Аналитически эта характеристика описывается формулой (19.6)

$$M = c\Phi I_a.$$

Как следует из этого уравнения, если магнитная цепь двигателя ненасыщена и магнитный поток  $\Phi = \text{const}$ , то зависимость  $M(I_a)$  линейная и с ростом тока якоря электромагнитный момент пропорционально увеличивается. Моментная характеристика в этом случае соответствует изображенной на рис. 22.2 прямой сплошной линии, выходящей из начала координат.

Действительная моментная характеристика вследствие уменьшения магнитного потока из-за размагничивающего действия реакции якоря ( $\Phi = \Phi_0 - \Delta\Phi$ ) будет отклоняться от прямой линии (штриховая линия на рис. 22.2).

3. Механическая характеристика  $n = f(M)$ . Аналитическое выражение механической характеристики можно получить из уравнения (22.6), если выразить в нем ток якоря  $I_a$  через электромагнитный момент в соответствии с формулой (19.6):

$$I_a = M / [c(\Phi_0 - \Delta\Phi)]. \quad (22.7)$$

Тогда

$$n = c_1 U / [(\Phi_0 - \Delta\Phi)] - c_1 M \sum R_a / [c(\Phi_0 - \Delta\Phi)]. \quad (22.8)$$

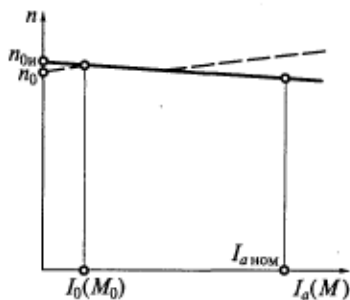


Рис. 22.1. Скоростная (механическая) характеристика двигателя независимого возбуждения

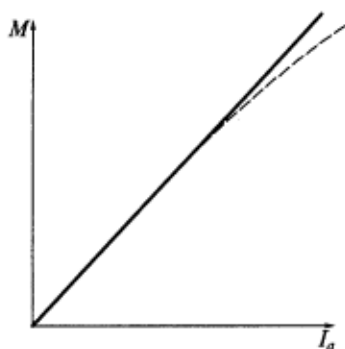


Рис. 22.2. Моментная характеристика двигателя независимого (параллельного) возбуждения

$= M_0$ ) к номинальной нагрузке ( $M = M_{\text{ном}}$ ) составляет лишь 2...5%. Такие слабопадающие механические и скоростные характеристики называются жесткими.

**Двигатели последовательного и смешанного возбуждения.** Особенностью двигателя последовательного возбуждения является то, что его ток возбуждения равен току якоря ( $I_b = I_a$ ), и поэтому для вывода выражений, определяющих вид его характеристик, предварительно необходимо определить связь между магнитным потоком  $\Phi$  и током якоря  $I_a = I_b$ . Зависимость  $\Phi = f(I_a)$  называется магнитной характеристикой. Идеальная магнитная характеристика (без учета размагничивающего действия реакции якоря) показана на рис. 22.3 сплошной линией, а реальная (с учетом реакции якоря) — штриховой.

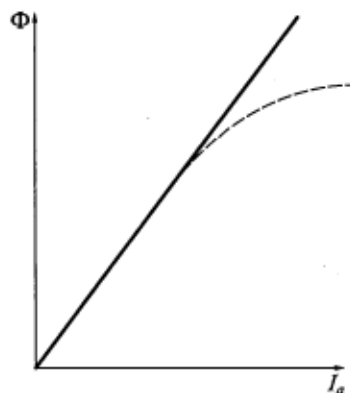


Рис. 22.3. Магнитная характеристика двигателя последовательного возбуждения

Из уравнения (22.8) следует, что механическая характеристика двигателя имеет такой же вид, как и скоростная, т. е. изображенная на рис. 22.1 скоростная характеристика в другом масштабе будет являться механической характеристикой.

Работа двигателя при  $I_a = 0$  и  $M = 0$  называется идеальным холостым ходом. Согласно уравнению (22.6), частота вращения при идеальном холостом ходе

$$n_{0и} = c_1 U / \Phi_0. \quad (22.9)$$

В двигателях независимого возбуждения изменение частоты вращения при переходе от холостого хода ( $M = 0$ ) к номинальной нагрузке ( $M = M_{\text{ном}}$ ) составляет лишь 2...5%.

Все характеристики двигателя последовательного возбуждения получают при постоянном напряжении питания (обычно при  $U = U_{\text{ном}}$ ).

1. Скоростная характеристика  $n = f(I_a)$ . Подставив в уравнение (22.5) выражение для потока в зависимости от тока якоря в соответствии с магнитной характеристикой, получим формулу скоростной характеристики двигателя. Для упрощения анализа пренебрежем насыщением магнитной цепи и будем считать магнитную характеристику линейной:

$$\Phi = c_\Phi I_a. \quad (22.10)$$

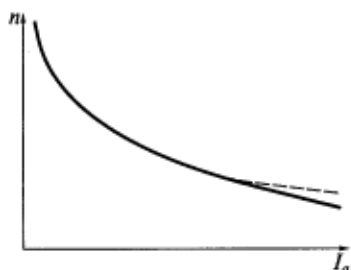


Рис. 22.4. Скоростная характеристика двигателя последовательного возбуждения

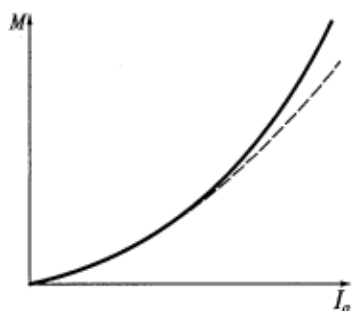


Рис. 22.5. Моментная характеристика двигателя последовательного возбуждения

Тогда, подставив выражение (22.10) в уравнение (22.5), получим

$$n = c_1(U - I_a \sum R_a) / (c_\Phi I_a) = c_1 U / (c_\Phi I_a) - c_1 \sum R_a / c_\Phi. \quad (22.11)$$

Из уравнения (22.11) следует, что скоростная характеристика имеет гиперболический вид; на рис. 22.4 она изображена сплошной линией. Особенностью скоростной характеристики двигателя последовательного возбуждения является ее большая крутизна в области малых значений тока якоря. Из уравнения (22.11) следует также, что ось ординат (ось  $n$ ) является для этой характеристики асимптотой.

Реальная скоростная характеристика с учетом размагничивающего действия реакции якоря будет отклоняться от гиперболической кривой вверх, как показано штриховой линией на рис. 22.4.

2. Моментная характеристика  $M = f(I_a)$ . Подставив в уравнение (19.6) выражение (22.10), получим формулу для электромагнитного момента двигателя с последовательным возбуждением:

$$M = c c_\Phi I_a^2. \quad (22.12)$$

Из выражения (22.12) следует, что электромагнитный момент двигателя последовательного возбуждения пропорционален квадрату тока якоря, т. е. моментная характеристика имеет параболический вид; на рис. 22.5 она изображена сплошной линией. С учетом размагничивающего действия реакции якоря момент в области больших токов будет меньше момента, получаемого по выражению (22.12) (штриховая линия на рис. 22.5).

3. Механическая характеристика  $n = f(M)$ . Из выражения (22.12) ток якоря

$$I_a = \sqrt{M / (c c_\Phi)}. \quad (22.13)$$

Тогда, подставив (22.13) в (22.11), получим аналитическое выражение для механической характеристики:

$$n = U c_1 \sqrt{c / \sqrt{c_\Phi M}} - c \sum R_a / c_\Phi. \quad (22.14)$$

Из выражения (22.14) следует, что механическая характеристика двигателя последовательного возбуждения при  $U = \text{const}$  так же, как и его скоростная характеристика, имеет практически гиперболический вид (рис. 22.6). Особенностью механической характеристики двигателя последовательного возбуждения является ее большая крутизна в области малых значений тока якоря. Из уравнения (22.14) следует также, что ось ординат (ось  $n$ ) является асимптотой для этой характеристики.

При  $M \rightarrow 0$  частота вращения двигателя стремится к бесконечности. В этом случае говорят, что двигатель идет вразнос. Чрезмерное повышение частоты вращения опасно для механической прочности якоря, так как из-за больших значений центробежных сил, возникающих в этом случае, может нарушиться целостность бандажей, удерживающих обмотку якоря, и произойти разрушение коллектора. Следовательно, нельзя допускать работу двигателя последовательного возбуждения при холостом ходе и малых нагрузках, т. е. нагрузка не должна быть меньше 25...30 % номинальной. Лишь для двигателей малой мощности (десятки ватт) допустима работа при холостом ходе, так как их собственный момент потерь  $M_0$  достаточно велик.

Вследствие сильной зависимости частоты вращения от нагрузок механические и скоростные характеристики двигателей последовательного возбуждения называют мягкими.

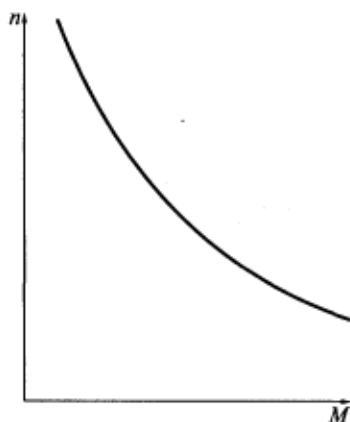


Рис. 22.6. Механическая характеристика двигателя последовательного возбуждения

Характеристики двигателей смешанного возбуждения занимают промежуточное положение между соответствующими характеристиками двигателей параллельного и последовательного возбуждения. При слабой последовательной обмотке они будут приближаться к характеристикам двигателя параллельного возбуждения, а при сильной — к характеристикам двигателя последовательного возбуждения.

**Сравнение характеристик двигателей.** Двигатели параллельного (независимого) возбуждения имеют жесткую механическую характеристику и поэтому применяются в установках, где необходимо поддерживать посто-

янную частоту вращения при изменении момента нагрузки, например, в станках, прокатных станах, вентиляторах и т.д. Они также широко применяются при необходимости регулирования частоты вращения в широком диапазоне. В этом случае подводимое к якору двигателя напряжение изменяется в широких пределах, в то время как напряжение возбуждения остается неизменным.

В двигателях последовательного возбуждения электромагнитный момент имеет квадратичную зависимость от тока якоря, поэтому их применение предпочтительно, когда требуются большие пусковые моменты и наблюдаются частые перегрузки по моменту. Связано это с тем, что при одних и тех же колебаниях момента сопротивления ток и потребляемая мощность у двигателей последовательного возбуждения изменяются существенно меньше, чем у двигателей параллельного возбуждения. Двигатели последовательного возбуждения находят широкое применение на электрическом транспорте и в подъемных устройствах.

### 22.3. Условия устойчивой работы двигателей постоянного тока

На практике важно, чтобы работа двигателя вместе с производственным механизмом протекала устойчиво. Под статически устойчивой работой двигателя понимается его способность вернуться в исходную точку равновесия после кратковременного действия возмущающих сил, нарушивших это равновесие. Оценка устойчивости производится путем совместного рассмотрения механических характеристик двигателя и приводимого им в движение производственного механизма.

Рассмотрим работу двигателя независимого возбуждения, механические характеристики которого могут быть как возрастающими, так и падающими (см. рис. 22.1).

Пусть момент сопротивления не зависит от скорости вращения, т.е.  $M_c = \text{const}$ . Тогда точки 1 и 2 (рис. 22.7) пересечения механических характеристик с моментом сопротивления будут являться точками равновесия моментов ( $M - M_c = 0$ ) и соответствовать установившемуся режиму работы двигателя.

Теперь предположим, что момент сопротивления  $M_c$  скачком увеличился на  $\Delta M_c$ , и рас-

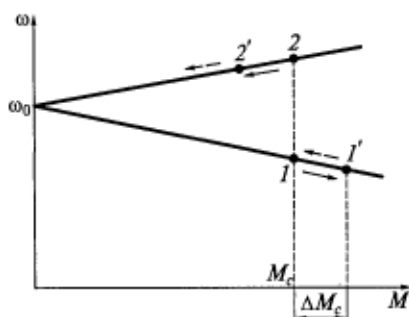


Рис. 22.7. К анализу устойчивости работы двигателя постоянного тока

смотрим работу двигателя сначала в точке 1. В соответствии с уравнением движения (22.4) можно утверждать, что скорость двигателя скачком измениться не может, и тогда для точки 1 справедливо неравенство  $d\omega/dt < 0$ . Иными словами, при увеличении момента сопротивления скорость двигателя будет уменьшаться, т. е. ее значение будет перемещаться на механической характеристике в сторону точки 1'.

Предположим, что при достижении точки 1' характеристики момент сопротивления восстанавливает свое первоначальное значение  $M_c$ .

Так как скорость не может измениться скачком, для этой точки будет справедливо неравенство  $d\omega/dt > 0$ , т. е. скорость двигателя начнет увеличиваться и ее значение на механической характеристике будет перемещаться в сторону точки 1. В этой точке  $M = M_c$ , и дальнейшего изменения скорости происходить не будет. Таким образом, после исчезновения возмущения двигатель возвращается в исходную точку работы. Следовательно, падающая механическая характеристика является статически устойчивой.

Условие устойчивой работы двигателя можно записать следующим образом:

$$dM/d\omega < dM_c/d\omega.$$

Теперь рассмотрим работу двигателя в точке 2. Как и в предыдущем случае, скорость двигателя скачком измениться не может, и тогда для точки 2 справедливо неравенство  $d\omega/dt < 0$ . Иными словами, при увеличении момента сопротивления скорость двигателя будет уменьшаться, т. е. ее значение на механической характеристике будет перемещаться в сторону точки 2'.

Предположим, что при достижении точки 2' характеристики момент сопротивления восстанавливает свое первоначальное значение  $M_c$ . В отличие от предыдущего случая в точке 2' момент сопротивления по-прежнему остается больше электромагнитного момента, а  $d\omega/dt < 0$ , что приводит к дальнейшему уменьшению скорости вращения двигателя (в направлении  $\omega_0$ ). Следовательно, восходящая механическая характеристика является статически неустойчивой.

В современных высокоиспользуемых двигателях сильно проявляется размагничивающее действие реакции якоря и получить падающую механическую характеристику не удастся. В этом случае для получения статически устойчивой характеристики на главных полюсах размещают дополнительно последовательную обмотку возбуждения, имеющую всего несколько витков и предназначенную только для компенсации размагничивающего действия реакции якоря. Эта обмотка называется стабилизирующей. При наличии такой обмотки магнитный поток двигателя практически не будет меняться ( $\Delta\Phi \approx 0$ ) при изменении тока якоря,

т. е. он будет стабилизирован, а механическая характеристика двигателя в этом случае будет падающей. Несмотря на то что такой двигатель имеет смешанное возбуждение, его называют двигателем параллельного (независимого) возбуждения со стабилизирующей обмоткой.

#### 22.4. Способы и условия пуска двигателей постоянного тока

При пуске двигателя ( $n=0$ ) ЭДС, наводимая в обмотке якоря, равна нулю, а следовательно, в соответствии с уравнением (22.2) пусковой ток

$$I_{aп} = U / \sum R_a. \quad (22.15)$$

Поскольку сопротивление цепи якоря  $\sum R_a$  невелико, то при пуске с номинальным напряжением ( $U = U_{ном}$ ) ток якоря в 10...50 раз будет превышать свое номинальное значение. Такой ток недопустим ни для щеток (из-за чрезмерных плотностей тока и сильного искрения под ними), ни для обмоток (из-за больших электродинамических усилий, пропорциональных квадрату тока якоря), ни для сети (из-за больших падений напряжения в ней). Кроме того, в соответствии с формулой (22.6), пропорционально росту тока увеличивается электромагнитный момент двигателя, что может привести к поломке узла, соединяющего вал двигателя и приводимого механизма. По условиям работы коллекторно-щеточного узла допустимый пусковой ток  $I_{aп} \leq 2,5 I_{aном}$ .

Таким образом, прямой пуск (прямое включение в сеть) допустим только для двигателей малой мощности с относительно большим сопротивлением цепи якоря. Пусковой ток более мощных двигателей необходимо уменьшать до указанных выше значений, что достигается снижением подводимого напряжения или включением последовательно с обмоткой якоря добавочного активного сопротивления (пускового реостата).

Пуск при пониженном напряжении можно осуществить, если двигатель подключен к отдельному регулируемому источнику постоянного тока. В этом случае напряжение источника плавно увеличивают при включении двигателя, что позволяет избежать больших толчков тока. Начальное напряжение при пуске должно обеспечивать в первый момент ( $n=0$ ) пусковой ток в цепи якоря  $I_{aп} \leq 2,5 I_{aном}$ .

При использовании пускового реостата максимальное значение его сопротивления должно обеспечивать в первый момент пуска ( $n=0$ ) ток в цепи якоря  $I_{aп} \leq 2,5 I_{aном}$ . По мере разгона двигателя растет наводимая в его обмотке ЭДС, вследствие чего ток якоря уменьшается, а следовательно, сопротивление пускового реостата также постепенно надо уменьшать. Когда частота вращения двига-

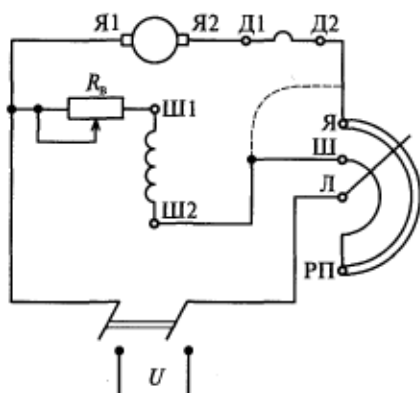


Рис. 22.8. Схема включения пускового реостата для пуска двигателя параллельного возбуждения:

Я, Ш, Л — выходы пускового реостата для подключения соответственно обмоток якоря, возбуждения и сети

теля достигает установившегося значения, реостат выводят полностью ( $R_n = 0$ ), поскольку по условиям охлаждения пусковые реостаты рассчитаны на кратковременное протекание тока. Этот способ пуска наиболее распространен.

**Условия пуска двигателей независимого, параллельного и смешанного возбуждения.** Первым условием является *ограничение пускового тока* одним из двух рассмотренных выше способов.

Второе условие вытекает из требования обеспечения минимального времени пуска, для чего, согласно уравнению движения, необходимо максимизировать пусковой момент. Увеличить же пусковой момент  $M_n$  при ограниченном значении тока  $I_{an}$  можно, как следует из формулы (19.6), только за счет увеличения магнитного потока  $\Phi$ . Следовательно, второе условие — это *пуск при максимальном потоке возбуждения*. Для этого при пуске обмотку возбуждения включают на полное напряжение сети и полностью выводят регулировочный реостат  $R_n$  (рис. 22.8).

Нельзя включать обмотку возбуждения так, как показано штриховой линией на рисунке, т. е. после пускового реостата (РП).

В начальный момент пуска напряжение, подводимое к двигателю, уравновешивается падением напряжения в цепи якоря и пусковым реостате. Так как сопротивление пускового реостата  $R_n \gg \sum R_a$ , на цепь якоря и параллельную обмотку возбуждения будет приходиться небольшая часть напряжения сети (10...20%), а значит, ток возбуждения и магнитный поток будут малы, что приведет к значительному снижению электромагнитного момента. При этом, если пуск производится с нагрузкой на валу, может оказаться, что  $M_n < M_c$ , и двигатель не придет во вращение. При



пуске на холостом ходу ( $M_c \approx 0$ ) из-за малого магнитного потока будет сильно возрастет частота вращения двигателя, т.е. двигатель пойдет вразнос, что также недопустимо.

**Условия пуска двигателя последовательного возбуждения.** Первым условием также является *ограничение пускового тока* одним из двух рассмотренных ранее способов. При этом, если ограничение тока осуществляется с помощью пускового реостата, схема его включения будет проще приведенной на рис. 22.8, так как в этом случае используются всего два зажима: Л, к которому подключается один из сетевых зажимов, и Я, к которому подключается цепь якоря. Зажим Ш, к которому подключается параллельная обмотка возбуждения, здесь не потребуется.

Как следует из формулы (22.12), при заданном максимальном пусковом токе  $I_{ап}$  пусковой момент становится максимально возможным, т.е. второе условие пуска двигателей независимого (параллельного) возбуждения в этом случае выполняется автоматически при соблюдении первого условия.

При пуске вхолостую ток якоря и, следовательно, магнитный поток по мере разгона двигателя будут уменьшаться и стремиться к нулю. В результате этого частота вращения двигателя будет сильно увеличиваться, т.е. двигатель пойдет вразнос. Следовательно, второе условие — это *запрещение пуска двигателя без нагрузки*. Обычно пуск можно проводить, если  $M_c \geq (20 \dots 30 \%) M_{ном}$ .

## 22.5. Способы изменения направления вращения (реверсирования)

Направление вращения якоря двигателя постоянного тока в установившемся режиме работы совпадает с направлением электромагнитного момента, которое определяется по правилу левой руки. На рис. 22.9 направление тока в обмотке якоря показано точками и крестиками, а потока возбуждения  $\Phi$  — стрелками.

На рис. 22.9, а при заданном направлении тока якоря и потока возбуждения электромагнитный момент и скорость двигателя направлены по часовой стрелке. Если поменять полярность подводимого напряжения, как указано в скобках, то ток якоря и поток возбуждения изменят свое направление, но направление момента и скорости останется тем же.

Направление момента и, следовательно, направление вращения якоря можно изменить, либо изменив направление магнитного потока при сохранении направления тока якоря, либо — направление тока в обмотке якоря при сохранении направления магнитного потока. Для этого необходимо поменять местами или выводы обмотки возбуждения (см. рис. 22.9, б), или полярность подводимого к цепи якоря напряжения (см. рис. 22.9, в).

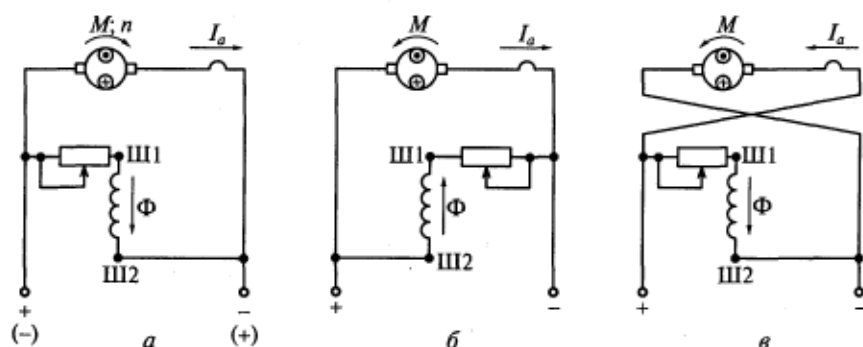


Рис. 22.9. Схемы включения обмоток двигателя в рабочем режиме (а) и при реверсировании посредством изменения направления тока возбуждения (б) и полярности напряжения, подводимого к цепи якоря (в):

Ш1, Ш2 — выводы обмотки параллельного возбуждения

При изменении направления магнитного потока в двигателях смешанного возбуждения, для того чтобы не нарушать согласное действие обмоток следует поменять между собой концы подводящих проводников как параллельной, так и последовательной обмотки.

В начальный момент реверсирования посредством изменения направления потока возбуждения скорость скачком измениться не может, однако ЭДС обмотки якоря изменяет свой знак. Следовательно, для этого момента времени уравнение равновесия (22.2) можно записать в виде

$$U = -E + I_a \sum R_a,$$

откуда начальное значение тока якоря при реверсировании

$$I_{ap} = (U + E) / \sum R_a. \quad (22.16)$$

Из уравнения (22.16) следует, что ток  $I_{ap} \approx 2I_{an}$ , поэтому для ограничения тока при реверсировании в цепь якоря необходимо включать реостат, сопротивление которого вдвое больше сопротивления пускового реостата. По мере уменьшения скорости вращения до нуля и далее при изменении направления вращения ЭДС будет уменьшаться, а затем изменять свой знак. Соответственно будет уменьшаться и ток якоря. Это позволяет уменьшать сопротивление реостата для сохранения максимально допустимого тока, т. е. для ускорения процесса реверсирования путем сохранения максимального электромагнитного момента.

В начальный момент реверсирования посредством изменения полярности подводимого к цепи якоря напряжения скорость скачком измениться не может, и ЭДС обмотки якоря сохраняет свой

знак. Для этого момента времени уравнение равновесия (22.2) можно записать в виде

$$-U = E + I_a \sum R_a.$$

При этом значение тока якоря можно получить из уравнения (22.16), откуда следует, что, как и в предыдущем случае, необходимо принимать меры по его ограничению.

## 22.6. Способы регулирования частоты вращения

Согласно уравнению (22.5), частоту вращения двигателя можно регулировать тремя способами: изменением напряжения якоря  $U$ , изменением сопротивления цепи якоря  $\sum R_a$  и изменением потока возбуждения  $\Phi$ . При сопоставлении характеристик двигателя в процессе регулирования за исходную принимают скоростную или механическую характеристики, полученные при номинальных значениях напряжения и тока возбуждения, а также при отсутствии добавочных сопротивлений в цепи якоря. Такую характеристику называют естественной. Характеристики, полученные при ненормальных значениях напряжения и тока возбуждения или при наличии добавочного сопротивления в цепи якоря, называют искусственными.

**Изменение подводимого напряжения.** При рассмотрении этого способа регулирования частоты вращения двигателя полагают неизменными сопротивление цепи якоря и ток возбуждения. В этом случае частота вращения двигателя постоянного тока примерно пропорциональна приложенному напряжению  $U$ . Поскольку работа двигателя при  $U > U_{ном}$  обычно недопустима по потенциальным условиям работы коллектора, то данный способ позволяет регулировать частоту вращения вниз от значения, соответствующего естественной характеристике.

Скоростные  $n = f(I_a)$  и механические  $n = f(M)$  характеристики двигателя независимого возбуждения при  $I_b, \sum R_a = \text{const}$  и  $U = \text{var}$  показаны на рис. 22.10. Эти характеристики представляют собой параллельные прямые линии, поскольку при одном и том же токе якоря  $I_a$  падение напряжения  $I_a \sum R_a$  и размагничивающее действие реакции якоря для них одинаковы.

Частным случаем регулирования частоты вращения изменением напряжения является *импульсное регу-*

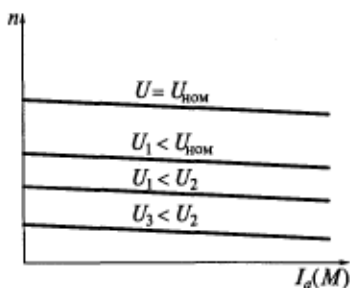


Рис. 22.10. Скоростные и механические характеристики двигателя при плавном изменении напряжения, подводимого к цепи якоря

лирование. В этом случае постоянное по значению и направлению напряжение  $U$  периодически подается на якорь в виде отдельных импульсов (рис. 22.11). При таком питании среднее значение напряжения на якоре, определяющее частоту вращения двигателя,

$$U_{\text{ср}} = (t_{\text{и}}/T_{\text{ц}})U = \gamma U, \quad (22.17)$$

где  $t_{\text{и}}$  и  $T_{\text{ц}}$  — продолжительности соответственно каждого из импульсов и периода их следования;  $\gamma$  — продолжительность включения.

При импульсном питании в установившемся режиме ток якоря  $I_a$  будет иметь пульсирующий характер, как показано на рис. 22.12. Пульсирующий ток якоря можно разложить на среднюю (постоянную)  $I_{a\text{ср}}$  и переменную составляющие. Вращающий момент двигателя создается постоянной составляющей тока. Переменная составляющая увеличивает потери мощности и нагрев двигателя, а также ухудшает коммутацию. Особенно опасен режим прерывистого тока, когда  $I_{a\text{min}} = 0$  в течение некоторого времени. Следовательно, при использовании импульсного регулирования напряжения приходится снижать номинальную мощность двигателя или принимать меры для уменьшения переменной составляющей тока (например, с помощью сглаживающих фильтров). Пульсации тока якоря приводят к пропорциональным пульсациям электромагнитного момента и частоты вращения. Пульсации скорости при необходимости можно уменьшить путем искусственного увеличения момента инерции привода.

Регулирование частоты вращения изменением напряжения, рассмотренное на примере двигателей параллельного и независимого возбуждения, применимо и для двигателей последовательного и смешанного возбуждения. Путем изменения подводимого напряжения можно получить диапазон регулирования скорости от 10:1 до 100:1. Кроме того, при этом способе регулирования частоты вращения КПД двигателя практически остается неизмен-

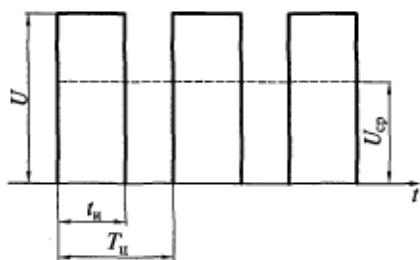


Рис. 22.11. Импульсное регулирование напряжения

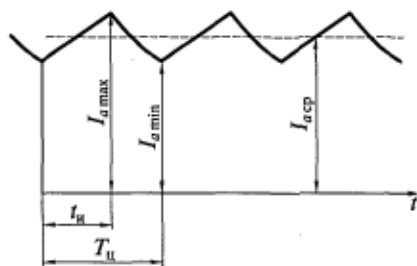


Рис. 22.12. Изменение тока якоря при импульсном регулировании напряжения

ным. Регулирование целесообразно осуществлять при постоянном моменте.

**Изменение сопротивления цепи якоря.** При рассмотрении этого способа регулирования полагают неизменными ток возбуждения  $I_{\text{в}}$  двигателя и напряжение сети  $U$ . Для изменения сопротивления  $\sum R_{\text{а}}$  в цепь якоря последовательно включают регулировочный реостат  $R_{\text{ад}}$  (рис. 22.13). При одном и том же токе якоря  $I_{\text{а}}$ , а следовательно, и электромагнитном моменте  $M$  это приводит к уменьшению частоты вращения двигателя (так как чем больше сопротивление  $R_{\text{ад}}$ , тем меньше скорость).

Механические (скоростные) характеристики двигателей независимого и параллельного возбуждения при различных значениях  $\sum R_{\text{а}}$  показаны на рис. 22.14. Характеристика при  $R_{\text{ад}} = 0$  является естественной. Из уравнения (22.5) следует, что все эти характеристики выходят из одной точки, соответствующей частоте вращения  $n_{0\text{н}}$  при идеальном холостом ходе ( $M = 0$ ;  $I_{\text{а}} = 0$ ):

$$n_{0\text{н}} = c_1 U / \Phi.$$

Рассматриваемым способом можно уменьшать частоту вращения в широких пределах, вплоть до нулевого значения. Однако при низких частотах вращения механические характеристики оказываются крутопадающими, что соответствует нестабильной работе двигателя. Нестабильность заключается в том, что небольшие колебания момента сопротивления  $M_{\text{с}}$  вызывают относительно большие колебания частоты вращения или даже остановку двига-

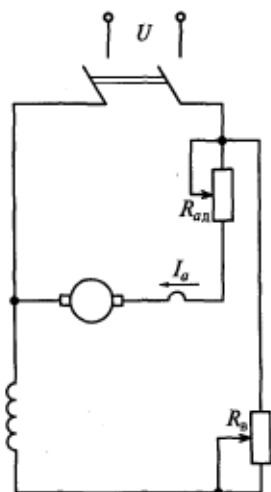


Рис. 22.13. Схема включения регулировочного реостата  $R_{\text{ад}}$  в цепь якоря

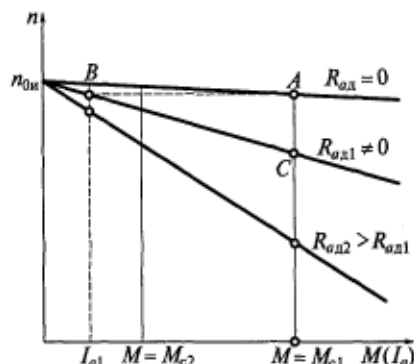


Рис. 22.14. Механические (скоростные) характеристики при изменении сопротивления цепи якоря

теля. Это обстоятельство во многих случаях ограничивает пределы регулирования частоты вращения данным способом. Диапазон регулирования скорости при номинальном моменте обычно не превышает 10 : 1.

Регулирование частоты вращения изменением сопротивления цепи якоря, рассмотренное на примере двигателей параллельного и независимого возбуждения, применимо и для двигателей последовательного и смешанного возбуждения.

**Изменение магнитного потока.** При рассмотрении этого способа регулирования полагают неизменными сопротивление и напряжение цепи якоря. Регулирование магнитного потока при этом осуществляется изменением тока возбуждения двигателя. Так как в номинальном режиме, соответствующем естественной характеристике, магнитная цепь двигателя рассчитывается на работу почти с максимальным значением магнитного потока (на колене кривой холостого хода), то увеличение тока возбуждения не приводит к заметному росту потока. Поэтому поток изменяют в сторону уменьшения от расчетного значения путем снижения тока возбуждения.

Уменьшение магнитного потока, как следует из формулы (22.5), приводит к увеличению частоты вращения, т. е. в этом случае осуществляется регулирование частоты вращения вверх от основного значения. Если не учитывать изменение магнитного потока из-за реакции якоря, то скоростные характеристики  $n = f(I_a)$  двигателей независимого и параллельного возбуждения (при  $U = \text{const}$ ;  $I_B = \text{const}$ ) будут представлять собой прямые линии — сплошные на рис. 22.15. С уменьшением магнитного потока увеличивается скорость идеального холостого хода  $n_{\text{он}}$ . Все скоростные характеристики выходят из одной точки, соответствующей току короткого замыкания двигателя  $I_k = U / \sum R_{\sigma}$ .

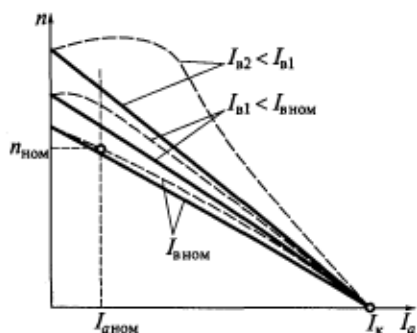


Рис. 22.15. Скоростные характеристики двигателей независимого (параллельного) возбуждения при изменении тока возбуждения

Механические характеристики  $n = f(M)$ , приведенные на рис. 22.16, при тех же скоростях идеального холостого хода, что и скоростные характеристики, с осью абсцисс будут пересекаться в разных точках, так как при одном для всех характеристик токе короткого замыкания потока и, следовательно, пусковые моменты будут различными. Если не учитывать влияние реакции якоря, то механические характеристики будут представлять собой прямые линии — сплошные на рис. 22.16.

Из рис. 22.16 видно, что механические характеристики пересекаются между собой, поэтому при моментах сопротивления, лежащих правее точек пересечения, уменьшение магнитного потока будет вызывать не увеличение частоты вращения, а ее уменьшение. Следовательно, чем больше сопротивление цепи якоря  $\sum R_a$ , тем меньшим значениям момента будут соответствовать точки пересечения механических характеристик. У двигателей мощностью несколько киловатт и более точки

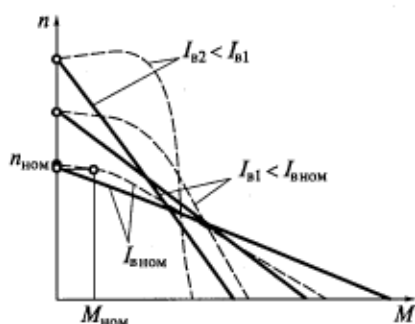


Рис. 22.16. Механические характеристики двигателей независимого (параллельного) возбуждения при изменении тока возбуждения

пересечения механических характеристик находятся вне рабочей зоны (где момент сопротивления больше номинального), поэтому в пределах рабочей зоны частота вращения с уменьшением магнитного потока возрастает. Уменьшение частоты вращения при ослаблении поля может наблюдаться только в машинах малой мощности.

На рис. 22.15 и 22.16 штриховыми линиями показаны соответственно скоростные и механические характеристики с учетом влияния размагничивающего действия реакции якоря. При малых токах возбуждения они могут иметь возрастающий характер, а работа двигателя при возрастающих характеристиках будет неустойчивой. Уменьшение магнитного потока из-за размагничивающего действия реакции якоря приводит также к уменьшению пускового момента.

Неустойчивая работа двигателя при малых токах возбуждения является одной из причин, ограничивающих верхний предел частоты вращения при этом способе регулирования. Другой причиной, ограничивающей максимальную частоту вращения двигателя, является ухудшение коммутации. Обычно дополнительные полюсы в машинах постоянного тока настраиваются на получение несколько ускоренной коммутации, поэтому значение коммутирующей ЭДС выбирается несколько большим, чем требуется для компенсации реактивной ЭДС. При повышении частоты вращения пропорционально увеличиваются коммутирующая и реактивная ЭДС, а следовательно, и их разность, которая при определенной частоте вращения может достигнуть недопустимого значения. В этом случае коммутация будет сильно ускоренной, появится ток разрыва и усилится искрение под щетками, т. е. нормальная работа машины будет невозможна. Кроме того, коммутация при высоких частотах вращения ухудшается вследствие повышения вибрации щеточного аппарата и увеличения максимального

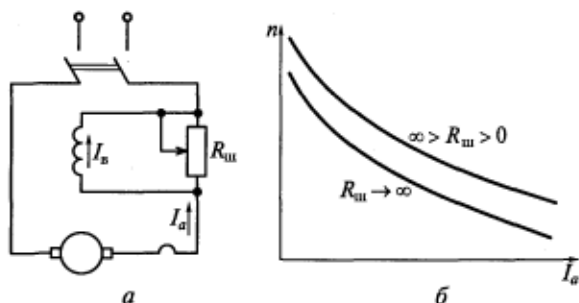


Рис. 22.17. Схема включения шунтирующего реостата  $R_{ш}$  (а) и скоростные характеристики двигателя последовательного возбуждения (б) при изменении тока возбуждения

го напряжения между соседними коллекторными пластинами из-за сильного искажения магнитного поля двигателя.

Изменение магнитного потока в двигателях последовательного возбуждения осуществляется шунтированием обмотки возбуждения с помощью реостата  $R_{ш}$  (рис. 22.17, а). Чем меньше сопротивление  $R_{ш}$ , тем меньше ток возбуждения  $I_{в}$  и магнитный поток  $\Phi$ , а значит, больше частота вращения  $n$ . На рис. 22.17, б показаны естественная скоростная характеристика ( $R_{ш} \rightarrow \infty$ ) и одна из регулировочных характеристик ( $\infty > R_{ш} > 0$ ) двигателя последовательного возбуждения.

Из-за ограничения максимальной скорости в двигателях нормального исполнения диапазон регулирования их частоты вращения путем изменения магнитного потока составляет (1,5...2,5):1. Тем не менее регулирование частоты вращения изменением магнитного потока является одним из наиболее простых и экономичных способов и поэтому находит широкое применение. Увеличение механических потерь при повышении частоты вращения двигателей приводит к некоторому уменьшению их КПД.

## 22.7. Способы торможения двигателей постоянного тока

Для того чтобы быстро остановить механизм, приводимый во вращение электродвигателем, или уменьшить его скорость наряду с механическими применяются и электрические способы. Сущность электрических способов торможения состоит в том, что электрическая машина в этот период из двигательного режима переводится в один из тормозных и, следовательно, создает электромагнитный момент, направленный против направления вращения.

В машинах постоянного тока применяют три способа электрического торможения: динамическое, рекуперативное и противо-



включением. При динамическом торможении машина работает в режиме автономного генератора, при рекуперативном — в режиме генератора, работающего параллельно с сетью, при торможении противовключением — в режиме электрического тормоза. Рассмотрим более подробно эти способы торможения.

**Динамическое торможение.** В этом режиме цепь якоря двигателя замыкают на внешнее активное сопротивление  $R_{д.т}$ , для чего переключатель (П) из положения 1 переводят в положение 2 (рис. 22.18, а). Так как обмотка параллельного (независимого) возбуждения на все время торможения остается включенной в сеть, а якорь по инерции продолжает вращаться в том же направлении, то ЭДС в обмотке якоря не изменяет свой знак. Ток якоря в исходном (двигательном) режиме  $I_a = (U - E) / \sum R_a$ . После отключения якоря от сети ( $U = 0$ ) и замыкания его на внешнее активное сопротивление  $R_{д.т}$  выражение для тока якоря можно записать в следующем виде:

$$I_a = -E / (\sum R_a + R_{д.т}) = -c_1 n \Phi / (\sum R_a + R_{д.т}),$$

электромагнитный момент

$$M = c I_a \Phi = -c n \Phi^2 / c_1 (\sum R_a + R_{д.т}). \quad (22.18)$$

Из выражения (22.18) видно, что электромагнитный момент  $M$  изменяет свой знак, т. е. становится тормозным. Выбор значения сопротивления  $R_{д.т}$  определяется ограничениями на значение тока якоря (см. подразд. 22.5). Если пренебречь размагничивающим действием реакции якоря, то из выражения (22.18) следует, что механические характеристики двигателя в режиме динамического торможения линейные и выходят из начала координат (рис. 22.18, б).

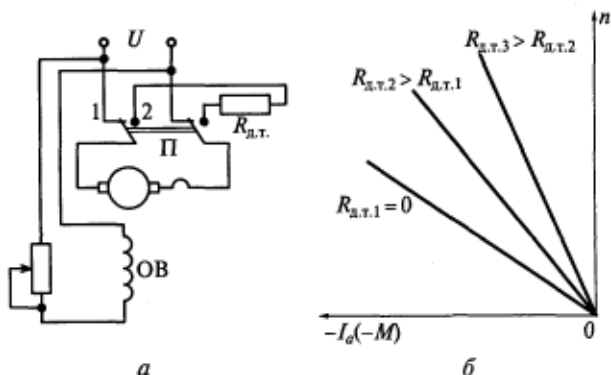


Рис. 22.18. Схема динамического торможения (а) и механические (скоростные) характеристики (б) двигателя параллельного (независимого) возбуждения в данном режиме

Недостатком этого способа торможения является то, что при малых частотах вращения машина постоянного тока не развивает достаточного тормозного момента.

**Рекуперативное торможение.** Рекуперативное торможение происходит в том случае, когда в двигателе, подключенном к сети с напряжением  $U$ , скорость  $n$  превысит скорость идеального холостого хода  $n_{0и}$ . При этом ЭДС обмотки якоря  $E$  станет больше напряжения  $U$  и ток в якоре изменит свое направление. Машина перейдет в генераторный режим работы параллельно с сетью и будет создавать тормозной момент.

При рекуперативном торможении кинетическая энергия привода преобразуется в электрическую энергию, отдаваемую генератором постоянного тока в сеть. Этот способ торможения служит не для остановки привода, а для его подтормаживания, характерного для работы подъемных устройств при спуске груза и электрического транспорта при движении под уклон.

В двигателях последовательного возбуждения рекуперативное торможение осуществить невозможно, так как их скорость идеального холостого хода равна бесконечности и, следовательно, ЭДС не может быть больше приложенного напряжения. Если все же необходимо осуществить рекуперативное торможение в этих двигателях, их обмотку возбуждения переключают на питание от отдельного источника по схеме независимого возбуждения.

**Торможение противовключением.** Схема перевода двигателя в режим противовключения показана на рис. 22.19, а. В исходном состоянии переключатель (П) находится в положении 1 и цепь якоря подключена к напряжению сети  $U$ . Предположим, что двигатель работает в режиме, которому соответствует точка  $A$  механической (скоростной) характеристики  $I$ , показанной на рис. 22.19, б. В этой точке частота вращения равна  $n$ , а ток якоря  $I_a = (U - E) / \sum R_a$ .

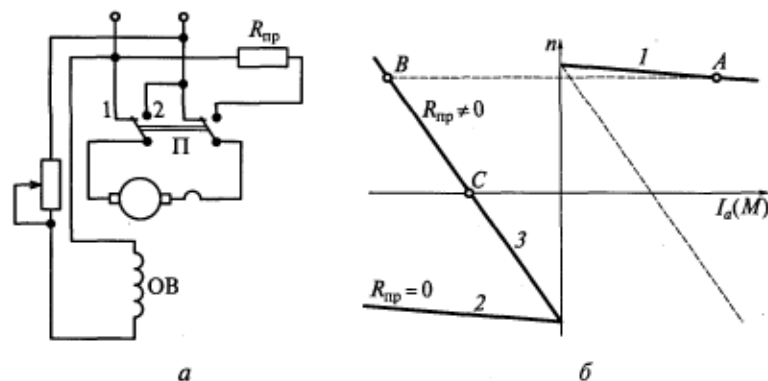


Рис. 22.19. Схема торможения противовключением (а) и три механические (скоростные) характеристики (б) двигателя параллельного (независимого) возбуждения в данном режиме

Для перехода в режим торможения противовключением изменяют полярность подводимого к якору напряжения (переключатель П на рис. 22.19, а из положения 1 переводят в положение 2). После переключения вследствие механической инерции скорость  $n$  и ЭДС  $E$  не изменяются ни по значению, ни по направлению. Если сопротивление противовключения  $R_{\text{пр}} = 0$ , то ток якоря после переключения

$$I_a = -(U + E) / \sum R_a,$$

т. е. он примерно вдвое будет превышать ток при прямом пуске двигателя. Для ограничения тока в цепь якоря включают резистор  $R_{\text{пр}}$ , как и в случае реверсирования изменением полярности напряжения якоря. При этом новая механическая характеристика приобретает вид прямой 3 (см. рис. 22.19, б). Прямая 2 — это естественная механическая характеристика двигателя, соответствующая  $R_{\text{пр}} = 0$ .

При переводе переключателя в схеме из положения 1 в положение 2 машина из режима работы, соответствующего точке А, переходит в режим, соответствующий точке В на характеристике 3. При этом ток якоря изменяет свое направление и создаваемый им момент становится тормозным. Под действием этого момента скорость  $n$  будет уменьшаться до полной остановки машины (точка С). Если необходимо только остановить двигатель, то в момент, которому соответствует точка С на характеристике 3, машину следует отключить от сети, иначе она перейдет в двигательный режим и якорь начнет вращаться в противоположную сторону. Торможение противовключением может применяться во всех типах двигателей постоянного тока.

### Контрольные вопросы

1. По какому признаку классифицируют двигатели постоянного тока?
2. Какие характеристики служат для оценки рабочих свойств двигателей?
3. Сопоставьте скоростные и моментные характеристики двигателей постоянного тока.
4. Какие способы уменьшения пускового тока применяются в двигателях постоянного тока?
5. В чем состоят особенности пуска двигателей параллельного возбуждения?
6. Какие меры предосторожности следует принимать при пуске двигателей последовательного возбуждения?
7. Как можно изменить направление вращения двигателя постоянного тока?
8. Какие способы регулирования частоты вращения применяются для двигателей постоянного тока?

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Антонов М. В. Технология производства электрических машин / М. В. Антонов. — М. : Энергоатомиздат, 1993.
2. Беспалов В. Я. Электрические машины : учеб. пособие для вузов / В. Я. Беспалов. — М. : Изд-во МЭИ, 1978.
3. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины : учебник для вузов / А. В. Иванов-Смоленский. — М. : Изд-во МЭИ, 2004.
4. Копылов И. П. Электрические машины : учебник для вузов / И. П. Копылов. — М. : Высш. шк. : Логос, 2000.
5. Осин И. Л. Электрические машины автоматических устройств : учеб. пособие для вузов / И. Л. Осин, Ф. М. Юферов. — М. : Изд-во МЭИ, 2003.
6. Попов В. И. Современные асинхронные электрические машины. Новая Российская серия РА / В. И. Попов, Т. А. Ахунов, Л. Н. Макаров. — М. : Знак, 1999.
7. Справочник по электрическим машинам : в 2 т. / под ред. И. П. Копылова, Б. К. Клокова. — М. : Энергоатомиздат, 1988—1989.
8. Токарев Б. Ф. Электрические машины : учеб. пособие для вузов / Б. Ф. Токарев. — М. : Энергоатомиздат, 1990.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие .....	3
Введение .....	4

## РАЗДЕЛ I. ТРАНСФОРМАТОРЫ

<b>Глава 1. Общие сведения .....</b>	<b>7</b>
1.1. Материалы, применяемые в электромашиностроении .....	7
1.2. Роль трансформаторов в электроэнергетике .....	10
1.3. Типы и классификация трансформаторов .....	13
1.4. Конструкции трансформаторов .....	14
<b>Глава 2. Физические процессы в трансформаторах .....</b>	<b>17</b>
2.1. Закон электромагнитной индукции .....	17
2.2. Процессы, происходящие в однофазном трансформаторе при холостом ходе .....	18
2.3. Процессы, происходящие в однофазном трансформаторе при нагрузке .....	22
2.4. Дифференциальные уравнения трансформатора .....	25
2.5. Приведение вторичной обмотки трансформатора к первичной .....	28
2.6. Основные уравнения и векторная диаграмма трансформатора .....	30
2.7. Схема замещения трансформатора .....	31
2.8. Учет потерь в стали .....	33
<b>Глава 3. Характеристики трехфазных трансформаторов .....</b>	<b>37</b>
3.1. Некоторые особенности схем и конструкций трехфазных трансформаторов .....	37
3.2. Определение характеристик холостого хода трансформатора .....	39
3.3. Определение характеристик короткого замыкания трансформатора .....	42
3.4. Изменение вторичного напряжения при нагрузке трансформатора .....	46
3.5. Потери мощности и КПД трансформатора .....	50
3.6. Реактивная мощность в трансформаторе .....	53
<b>Глава 4. Работа трансформаторов в энергетических системах .....</b>	<b>56</b>
4.1. Группы соединений обмоток трехфазных трансформаторов .....	56

4.2. Параллельная работа трансформаторов .....	58
4.3. Несимметричная нагрузка трансформаторов .....	60
4.4. Регулирование напряжения трансформаторов .....	68
<b>Глава 5. Трансформаторы специального назначения .....</b>	<b>72</b>
5.1. Трехобмоточные трансформаторы .....	72
5.2. Автотрансформаторы .....	75
<b>Глава 6. Переходные процессы в трансформаторах .....</b>	<b>78</b>
6.1. Включение в сеть ненагруженного трансформатора .....	78
6.2. Внезапное короткое замыкание на зажимах вторичной обмотки трансформатора .....	80
6.3. Перенапряжения в трансформаторах .....	82

## РАЗДЕЛ II. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

<b>Глава 7. Назначение и конструкции машин переменного тока .....</b>	<b>84</b>
7.1. Виды электромеханических преобразователей энергии .....	84
7.2. Устройство асинхронного двигателя .....	85
7.3. Виды пазов в электрических машинах .....	87
<b>Глава 8. Обмотки машин переменного тока .....</b>	<b>90</b>
8.1. Общая характеристика обмоток .....	90
8.2. Понятие об электрическом градусе .....	93
8.3. Классификация обмоток машин переменного тока .....	94
8.4. Основные принципы построения обмоток .....	94
8.5. Поля рассеяния и индуктивные сопротивления рассеяния обмоток машин переменного тока .....	101
<b>Глава 9. ЭДС и МДС обмоток машин переменного тока .....</b>	<b>104</b>
9.1. Вращающееся магнитное поле .....	104
9.2. ЭДС в обмотке при синусоидальном магнитном поле в воздушном зазоре .....	108
9.3. ЭДС в обмотке при несинусоидальном магнитном поле в воздушном зазоре .....	115
9.4. Улучшение формы кривой ЭДС, или способы борьбы с высшими гармониками магнитного поля .....	119
9.5. МДС обмоток машин переменного тока .....	122
9.6. Представление пульсирующей волны МДС в виде суммы двух волн, вращающихся в противоположные стороны .....	125
9.7. МДС трехфазной обмотки .....	126

## РАЗДЕЛ III. АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

<b>Глава 10. Физические процессы в асинхронных машинах .....</b>	<b>129</b>
10.1. Принцип действия асинхронного двигателя .....	129

10.2. Асинхронный двигатель при холостом ходе .....	131
10.3. Асинхронный двигатель, имеющий нагрузку на валу. Замена вращающегося ротора неподвижным .....	133
10.4. Приведение обмотки ротора к статору .....	135
10.5. Основные уравнения и векторная диаграмма асинхронной машины .....	138
10.6. Схемы замещения асинхронной машины .....	139
10.7. Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя, его потери и КПД .....	141
10.8. Реактивная мощность в асинхронном двигателе .....	143
<b>Глава 11. Характеристики асинхронных двигателей .....</b>	<b>146</b>
11.1. Электромагнитный момент и механическая характеристика асинхронного двигателя .....	146
11.2. Реостатный пуск асинхронного двигателя с фазным ротором .....	151
11.3. Приближенная формула для расчета момента асинхронных двигателей мощностью десятки — сотни киловатт. Формула Клосса .....	153
11.4. Процесс пуска и условия устойчивой работы асинхронного двигателя .....	154
11.5. Влияние высших пространственных гармоник магнитного поля на процесс пуска асинхронного двигателя .....	155
11.6. Рабочие характеристики асинхронного двигателя .....	158
11.7. Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей .....	159
11.8. Асинхронные двигатели с улучшенными пусковыми свойствами .....	164
11.9. Единые серии асинхронных двигателей .....	169

## РАЗДЕЛ IV. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

<b>Глава 12. Конструкция и принцип действия синхронных машин .....</b>	<b>173</b>
12.1. Конструкция синхронных машин .....	173
12.2. Принцип действия синхронных машин .....	177
12.3. Системы возбуждения синхронных машин .....	178
12.4. Холостой ход синхронных генераторов .....	179
<b>Глава 13. Работа синхронного генератора под нагрузкой .....</b>	<b>183</b>
13.1. Реакция якоря .....	183
13.2. Векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора без учета насыщения .....	186
13.3. Особенности реакции якоря в явнополюсном синхронном генераторе. Метод двух реакций .....	188
13.4. Векторная диаграмма явнополюсного синхронного генератора без учета насыщения .....	191

Глава 14. Характеристики синхронного генератора .....	193
14.1. Характеристики холостого хода и короткого замыкания .....	193
14.2. Индукционная нагрузочная характеристика .....	195
14.3. Внешние характеристики .....	196
14.4. Регулировочные характеристики .....	198
Глава 15. Параллельная работа синхронных генераторов с сетью .....	199
15.1. Особенности параллельной работы синхронных генераторов .....	199
15.2. Способы включения синхронного генератора на параллельную работу с сетью .....	199
15.3. Регулирование активной мощности. Угловые характеристики активной мощности .....	203
15.4. Условия статической устойчивости параллельной работы .....	205
15.5. Регулирование реактивной мощности. U-образные характеристики .....	207
Глава 16. Синхронные двигатели и компенсаторы .....	211
16.1. Особенности двигательного режима синхронных машин .....	211
16.2. Угловые и U-образные характеристики синхронного двигателя .....	213
16.3. Рабочие характеристики синхронного двигателя .....	215
16.4. Способы пуска синхронных двигателей .....	216
16.5. Синхронные компенсаторы .....	220
Глава 17. Синхронные машины специального исполнения .....	223
17.1. Синхронные реактивные двигатели .....	223
17.2. Синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов .....	224
17.3. Гистерезисные двигатели .....	227
17.4. Шаговые двигатели .....	229
17.5. Вентильные реактивные двигатели .....	231

## РАЗДЕЛ V. МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Глава 18. Конструкция и принцип работы машины постоянного тока .....	233
18.1. Принцип работы машин постоянного тока .....	233
18.2. Конструкция машин постоянного тока .....	236
18.3. Классификация обмоток якоря .....	241
18.4. Петлевые обмотки .....	243
18.5. Волновые обмотки .....	246
18.6. Условия симметрии обмоток .....	249
18.7. Уравнительные соединения .....	250



<b>Глава 19. Работа машины постоянного тока при нагрузке.</b>	
<b>Реакция якоря</b> .....	253
19.1. Электродвижущая сила обмотки якоря .....	253
19.2. Электромагнитный момент .....	254
19.3. Реакция якоря в машине постоянного тока .....	255
19.4. Влияние реакции якоря на работу машины постоянного тока .....	260
19.5. Компенсационная обмотка .....	262
<b>Глава 20. Коммутация в машинах постоянного тока</b> .....	264
20.1. Физические основы коммутации .....	264
20.2. Анализ причин искрения .....	266
20.3. Виды коммутации .....	267
20.4. Способы улучшения коммутации .....	271
<b>Глава 21. Генераторы постоянного тока</b> .....	276
21.1. Классификация и основные уравнения генераторов .....	276
21.2. Условия самовозбуждения генераторов с параллельным и смешанным возбуждением .....	279
21.3. Характеристики генераторов .....	281
<b>Глава 22. Двигатели постоянного тока</b> .....	287
22.1. Классификация и основные уравнения двигателей постоянного тока .....	287
22.2. Характеристики двигателей постоянного тока .....	288
22.3. Условия устойчивой работы двигателей постоянного тока .....	293
22.4. Способы и условия пуска двигателей постоянного тока ....	295
22.5. Способы изменения направления вращения (реверсирования) .....	297
22.6. Способы регулирования частоты вращения .....	299
22.7. Способы торможения двигателей постоянного тока .....	304
<b>Список литературы</b> .....	308

*Учебное издание*

**Беспалов Виктор Яковлевич  
Котеленец Николай Федорович**

**Электрические машины**

**Учебное пособие**

Редакторы *Н. В. Махова, Е. М. Зубкович*  
Технический редактор *Н. И. Горбачева*  
Компьютерная верстка: *Г. Ю. Никитина*  
Корректоры *И. Н. Волкова, Т. В. Кузьмина*

*Диапозитивы предоставлены издательством*

Изд. № А-1396-І. Подписано в печать 30.11.2005. Формат 60×90/16. Гарнитура «Таймс». Печать офсетная. Бумага тип. № 2. Усл. печ. л. 20,0. Тираж 5100 экз. Заказ №15841.

Издательский центр «Академия». [www.academia-moscow.ru](http://www.academia-moscow.ru)  
Санитарно-эпидемиологическое заключение № 77.99.02.953.Д.004796.07.04 от 20.07.2004.  
117342, Москва, ул. Бултерова, 17-Б, к. 360. Тел./факс: (495)330-1092, 334-8337.

Отпечатано на Саратовском полиграфическом комбинате.  
410004, г. Саратов, ул. Чернышевского, 59.

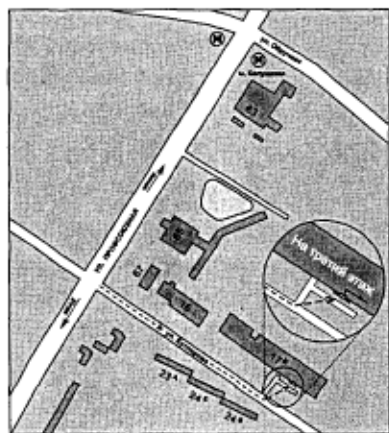
# Книги Издательского центра «АКАДЕМИЯ» можно приобрести

## В розницу:

- Выставка-продажа литературы издательства (Москва, ул. Черняховского, 9, здание Института развития профессионального образования). Тел./факс: (495) 152-1878
- Книжный клуб «Олимпийский» (Москва, Олимпийский пр-т, 16, 5-й этаж, место 20; 3-й этаж, место 166)
- Книжная ярмарка на Тульской (Москва, Варшавское шоссе, 9, магазин-склад «Марко»)
- Московский дом книги (Москва, ул. Новый Арбат, 8)
- Дом педагогической книги (Москва, ул. Б. Дмитровка, 7/5; ул. Кузнецкий мост, 4)
- Торговый дом «Библио-Глобус» (Москва, ул. Мясницкая, 6)
- Дом технической книги (Москва, Ленинский пр-т, 40)
- Дом медицинской книги (Москва, Комсомольский пр-т, 25)
- Магазин «Библиосфера» (Москва, ул. Марксистская, 9)
- Сеть магазинов «Новый книжный» (Москва, Сухаревская пл., 12; Волгоградский пр-т, 78)

## Оптом:

- Москва, ул. Бутлерова, 17-Б, 3-й этаж, к. 360 (здание ГУП «Книгоэкспорт»). Тел./факс: (495) 334-7873, 330-1092, 334-8337. E-mail: sales@academia-moscow.ru



- Москва, Автомобильный пр-д, 10 (территория ГУП «Таганское»). Тел./факс: (495) 975-8927, 975-8928. E-mail: sales@academia-moscow.ru
- Санкт-Петербург, наб. Обводного канала, 211-213, литер «В». Тел./факс: (812) 259-6229, 251-9253. E-mail: fspbacad@peterstar.ru (оптово-розничная торговля)

Высшее профессиональное образование

В. Я. Беспалов  
Н. Ф. Котеленец

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Учебное пособие



Электротехника