В. Е. КИТАЕВ
А. А. БОКУНЯЕВ
М. Ф. КОЛКАНОВ

Электропитание устройств связи



Настоящий материал обязуюсь из организации не выносить, никому не передавать и не использовать в печати.

621.39
К45

В. Е. КИТАЕВ
А. А. БОКУНЯЕВ
М. Ф. КОЛКАНОВ

Электропитание устройств связи

Под общей редакцией В. Е. Китаева

ДОПУЩЕНО МИНИСТЕРСТВОМ СВЯЗИ СССР
В КАЧЕСТВЕ УЧЕБНИКА
ДЛЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СВЯЗИ

058308

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»
МОСКВА 1975

ПЕРЕВІРЕНО

621.39

...ническая библиотека
Киевский
...ционный завод

6Ф2.14
К45
УДК 621.39:621.311.6(075.8)

Китаев В. Е. и др.

К45 Электропитание устройств связи. Под ред. В. Е. Китаева. Учебник для вузов. М., «Связь», 1975.

328 с. с ил.

Перед загл. авт.: В. Е. Китаев, А. А. Бокуняев, М. Ф. Колканов.

В книге рассматриваются основные узлы аппаратуры питания устройств связи — трансформаторы, электрические машины, выпрямители, фильтры, стабилизаторы напряжения и тока, преобразователи напряжения.

Учебник предназначен для студентов электротехнических институтов связи, а также может быть полезен инженерно-техническим работникам, занимающимся вопросами электропитания.

К45 $\frac{30403—045}{045(01)—75}$ 71—75 6Ф2.14

РЕЦЕНЗЕНТЫ: А. Д. КРАТИРОВ, Г. С. ЛЮБСКИЙ

Валентин Евгеньевич Китаев,
Александр Александрович Бокуняев,
Михаил Федорович Колканов.

ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ УСТРОЙСТВ СВЯЗИ

Редактор *В. Л. Черняк*
Художник *А. Я. Толмачев*
Техн. редактор *Е. Р. Черепова*
Корректор *М. Х. Механик*

Сдано в набор 20/XI 1974 г. Подп. в печ. 5/III 1975 г. Т05711 Формат 60×90/16 Бумага писч. № 1 20,5 усл.-печ. л. 22,03 уч.-изд. л. Тираж 24 000 экз. Изд. № 16067 Зак. № 311 Цена 1 руб. Издательство «Связь». Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Связь» Госкомиздата СССР. Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Связь», 1975 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В последнее десятилетие бурно развиваются средства электросвязи. В настоящее время уже внедрены новые АТС, многоканальные системы уплотнения, системы передачи данных, осуществлена связь через искусственные спутники Земли и т. д.

Директивами XXIV съезда КПСС предусмотрено:

«Обеспечить дальнейшее развитие связи, радиовещания и телевидения на основе использования новейших технических средств. Увеличить протяженность каналов междугородной телефонной связи в 1,9 раза за счет развития и улучшения использования сети кабельных и радиорелейных линий связи. Продолжить работу по созданию автоматической и полуавтоматической междугородной телефонной связи. Увеличить емкость телефонных станций в городах и в сельской местности в 1,5 раза. Расширить сеть радиовещательных и телевизионных станций, а также использование искусственных спутников Земли для осуществления связи и передачи телевизионных программ. Обеспечить устойчивый прием не менее двух телевизионных программ в столицах республик и крупных промышленных центрах. Значительно расширить услуги всех видов связи и улучшить качество обслуживания населения».

Надежность работы аппаратуры связи во многом определяется надежностью источников электрической энергии. Выход из строя хотя бы одного источника электрической энергии или отклонение его параметров от допустимых, как правило, нарушает работу аппаратуры и, следовательно, прерывает связь. Кроме того, от источников электрической энергии существенно зависят габариты, масса и эксплуатационные характеристики систем связи. Поэтому при разработке аппаратуры или системы связи все большее внимание уделяется вопросам проектирования и расчета источников электрической энергии.

Источники электрической энергии (ИЭЭ) подразделяются на первичные и вторичные. К первичным относятся все непосредственные преобразователи различных видов энергии в электрическую: электромашинные генераторы, гальванические и топливные элементы, солнечные батареи и т. д. Ко вторичным относятся преобразователи электрической энергии одного вида в электрическую энергию другого вида.

Первичными ИЭЭ для стационарных предприятий связи, как правило, является энергосистема, а в отсутствие ее или в случае прекращения подачи энергии — стационарная или передвижная дизель-электрическая электростанция. Предприятия связи получают энергию переменного тока от энергосистем или дизель-электрических электростанций.

Аппаратура связи потребляет электрическую энергию как постоянного, так и переменного тока. Однако подавляющее большинство радиотехнических устройств потребляет электрическую энергию постоянного тока. Для получения различных величин (номиналов) напряжения постоянного тока переменный ток преобразуется в основном выпрямителями с электрическими вентилями. Различные напряжения переменного тока получают при помощи трансформаторов.

Требования, предъявляемые ко вторичным ИЭЭ аппаратуры связи, непрерывно возрастают. В широком диапазоне мощностей источники электропитания должны иметь возможно больший КПД, малую пульсацию выпрямленного напряжения, обеспечивать высокую стабильность напряжения в различных режимах работы. Поэтому в состав вторичных источников питания, как правило, входят стабилизаторы, обеспечивающие постоянство выходных напряжений или токов с определенной степенью точности; регуляторы, обеспечивающие изменение выходных напряжений или токов в необходимых пределах, сглаживающие фильтры.

Для исключения перерывов в подаче электроэнергии, обусловленных переходом с основного ИЭЭ на резервный ИЭЭ переменного тока на предприятиях связи, широко применяют электрические аккумуляторы.

В связи с тем что для нормальной работы современных систем связи требуется, как правило, несколько номиналов постоянного напряжения, часто экономически невыгодно резервировать каждый из номиналов напряжения отдельной аккумуляторной установкой. Кроме того, при большом территориальном рассредоточении нагрузок по зданию часто экономически не оправдано (особенно при низких напряжениях) распределение электрической энергии постоянного тока.

Поэтому на предприятиях связи широко применяются устройства гарантированного питания (УГП) переменным током. В настоящее время применяются как электромашинные, так и статические УГП на полупроводниковых приборах. В качестве аккумулятора энергии в УГП используются электрические аккумуляторные батареи или механические аккумуляторы — инерционные маховики.

В качестве основного ИЭЭ для передвижной или переносной аппаратуры связи широко применяются электрохимические источники постоянного тока или преобразователи различных видов энергии (тепловой, световой и других) в электрическую энергию постоянного тока. В этом случае различные номиналы питающих напряжений получаются при помощи полупроводниковых преобразователей.

С внедрением в технику связи микросхем потребляемая мощность, масса и габариты аппаратуры резко уменьшились. При этом вторичные источники электропитания, выполненные на полупроводниковых приборах, стали занимать от 30—40% объема аппаратуры при частоте тока питающей сети 400 Гц и до 40—50% при частоте тока питающей сети 50 Гц. Объясняется это следующим: хотя эквивалентные мощности, потребляемые аппаратурой, уменьшились, однако одновременно с этим уменьшились уровни питающих аппаратуру напряжений, что приводит к уменьшению КПД и увеличению габаритов и массы источников электропитания.

Поэтому уменьшение габаритов и массы вторичных источников электропитания при одновременном повышении надежности и обеспечении высоких энергетических и качественных показателей, автоматизация контроля и защиты как источников, так и аппаратуры, а также электромагнитная совместимость источников питания и аппаратуры являются наиболее существенными проблемами при разработке и проектировании источников электропитания.

Учебник соответствует программе.

Отзывы и замечания следует направлять в издательство «Связь»: 101000, Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2.

Авторы

Трансформаторы

1.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Трансформатором называется статический электромагнитный аппарат, преобразующий электрическую энергию переменного тока с одними параметрами в электрическую энергию переменного тока с иными параметрами (напряжением, током, числом фаз, формой кривой напряжения).

Трансформаторы очень широко применяются в самых различных радиотехнических системах и устройствах связи в качестве силовых и согласующих элементов; в системах передачи и распределения электрической энергии, в устройствах регулирования напряжений, пуска в ход двигателей переменного тока и т. д.

Принцип действия трансформатора основан на электромагнитном взаимодействии двух или большего числа электрически несвязанных между собой контуров (обмоток). Одна из обмоток трансформатора, называемая первичной, подключается к источнику переменного тока. Обмотки, к которым подключается нагрузка, называются вторичными. Для улучшения магнитной связи между первичной и вторичной обмотками, а также для придания определенной конфигурации магнитному потоку обмотки размещают на сердечнике (магнитопроводе), изготовленном из ферромагнитного материала.

В зависимости от числа фаз источника энергии трансформаторы разделяются на однофазные и многофазные (обычно трехфазные). В зависимости от схемы трансформаторы могут быть однообмоточными (автотрансформатор), двухобмоточными и многообмоточными. Трансформаторы также классифицируются по ряду других признаков [1]: по наивысшему напряжению одной из обмоток — низковольтные и высоковольтные (свыше 1000—1500 В); по типу конструкции сердечников — броневые, стержневые и тороидальные; по способу охлаждения — с естественным воздушным, с принудительным воздушным, с жидкостным и парожидкостным; по величине мощности — малой мощности (до нескольких киловольтампер), средней мощности и большой мощности; по сроку службы — длительного использования (10000—20000 ч и более) короткого срока и кратковременного (единицы секунд—десятки минут) и т. д. Кро-

ме того, в зависимости от схемного назначения трансформаторы разделяются на силовые, согласующие и импульсные. В настоящей главе рассматриваются силовые трансформаторы.

1.2. РЕЖИМ ХОЛОСТОГО ХОДА

Под холостым ходом понимают режим работы трансформатора при разомкнутых вторичных обмотках (рис. 1.1). При подключении первичной обмотки к источнику энергии с напряжением U_1 через первичную обмотку трансформатора будет протекать ток $I_1=I_0$ (в установившемся режиме), который называют током холостого хода. Первичной обмоткой создается намагничивающая сила $F_0=I_0w_1$[А], где w_1 — число последовательно соединенных витков первичной обмотки.

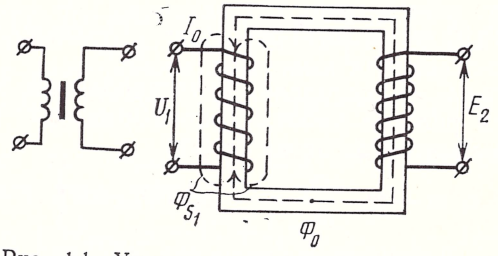

Рис. 1.1. Условная электрическая и принципиальная схемы трансформатора при холостом ходе

Намагничивающая сила (НС) F_0 — возбуждает магнитное поле Φ_1, большая часть силовых линий которого замыкается по сердечнику, образуя основной магнитный поток трансформатора Φ_0, сцепленный со всеми витками первичной и вторичной обмоток. Меньшее число силовых линий замыкается в немагнитной среде, образуя поток рассеяния Φ_{S1}, сцепленный только с витками первичной обмотки.

Поток рассеяния Φ_{S1} индуцирует в первичной обмотке ЭДС $e_{S1}=-w_1(d\Phi_{S1}/dt)$. Основной магнитный поток Φ_0 индуцирует в первичной и вторичной обмотках ЭДС — соответственно e_1 и e_2:

$$e_1=-w_1(d\Phi_0/dt),\quad e_2=-w_2(d\Phi_0/dt),$$

где w_2 — число последовательно соединенных витков вторичной обмотки.

Напряжение, приложенное к первичной обмотке трансформатора при холостом ходе, уравновешивается электродвижущими силами e_1 и e_{S1}, а также падением напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки.

Уравнение равновесия ЭДС для первичной обмотки

$$u_1=-(e_1+e_{S1})+i_0r_1. \qquad (1.1)$$

Трансформаторы проектируются так, чтобы при номинальной нагрузке геометрическая сумма ЭДС, индуцируемой потоком рассеяния и падения напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки, была во много раз меньше ЭДС, индуцируемой основным магнитным потоком. Учитывая, что ток при холостом хо-

де трансформатора, как правило, во много раз меньше тока первичной обмотки при номинальной нагрузке, выражение (1.1) можно заменить приближенным равенством:

$$u_1 \approx -e_1. \tag{1.2}$$

Следовательно, закон изменения напряжения u_1, приложенного к первичной обмотке трансформатора, определяет закон изменения ЭДС e_1 и закон изменения основного магнитного потока Φ_0.

При синусоидальном изменении напряжения $u_1 = U_{1m}\sin\omega t$ ЭДС e_1 и магнитный поток Φ_0 будут также изменяться по синусоидальному закону

$$\Phi_0(t) \approx \frac{1}{w_1}\int u_1\,dt + C = -\frac{U_{1m}}{w_1\omega}\cos\omega t + C = \Phi_{0\,m}\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \tag{1.3}$$

где C — постоянная интегрирования, равная нулю в установившемся режиме работы трансформатора; Φ_{0m} — амплитуда основного магнитного потока (в Вб)

$$e_1 = -w_1\frac{d\Phi_0}{dt} = -w_1\,\omega\,\Phi_{0m}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = w_1\,\omega\Phi_{0m}\sin(\omega t - \pi).$$

Действующее значение ЭДС первичной обмотки

$$E_1 = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}w_1 f\,\Phi_{0m} = 4{,}44\,f\,w_1\Phi_{0m} \tag{1.4}$$

и вторичной обмотки

$$E_2 = 4{,}44\,w_2 f\,\Phi_{0m}. \tag{1.4а}$$

Из ур-ний (1.2) и (1.4) выражение для амплитуды магнитного потока Φ_{0m} можно представить как: $\Phi_{0m} = E_1/(4{,}44\,f\,w_1) \approx \approx U_1/(4{,}44\,f w_1)$. Следовательно, основной магнитный поток прямо пропорционален напряжению U_1 и обратно пропорционален частоте тока питающей сети f и числу витков первичной обмотки w_1. Причем амплитудное значение магнитного потока не зависит от сопротивления магнитной цепи в (1/Г)

$$R_м = l/(\mu_0\,\mu_r\,S),$$

где $\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7}$, Г/м — магнитная постоянная; l — длина магнитопровода, м; S — поперечное сечение магнитопровода, м^2; μ_r — относительная магнитная проницаемость сердечника.

Сопротивление магнитной цепи $R_м$ определяет величину реактивной мощности, потребляемой от ИЭЭ для возбуждения магнитного потока в магнитопроводе трансформатора, и, следовательно, величину реактивной составляющей тока холостого хода.

Связь между реактивной составляющей тока холостого хода и магнитным сопротивлением для однородной магнитной цепи (которой можно заменить реальный магнитопровод, если пренебречь полями рассеяния) устанавливается законом Ома для магнитной цепи $\Phi_0 = i_\mu\,w_1/R_м$. Вследствие нелинейности кривой намагничивания материала сердечника (непостоянства относительной магнитной проницаемости μ_r) магнитный поток не пропорционален i_μ. По-

этому при синусоидальном изменении магнитного потока реактивная составляющая тока холостого хода не синусоидальна, т. е. помимо основной гармонической содержит высшие гармонические составляющие (особенно третью гармонику).

Ток холостого хода помимо реактивной составляющей имеет активную составляющую i_h, обусловленную наличием потерь в стали магнитопровода.

При построении векторных диаграмм ток холостого хода считают синусоидальным и равным действующему значению истинного тока холостого хода, которое может быть определено амперметром из опыта холостого хода. Уравнение равновесия ЭДС для первичной обмотки $\dot{U}_1 = -(\dot{E}_1 + \dot{E}_{S1}) + \dot{I}_0 r_1$. Так как магнитное сопротивление для потока рассеяния Φ_{S1} определяется участками с немагнитной средой, то магнитный поток, а следовательно, и индуцируемая им ЭДС E_{S1} прямо пропорциональны намагничивающей силе F_0, т. е. току I_0, $\dot{E}_{S1} = -i\dot{I}_0 x_1$, где x_1 — индуктивное сопротивление первичной обмотки.

Следовательно, уравнение равновесия ЭДС для первичной обмотки можно представить в следующем виде:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 r_1 + i\dot{I}_0 x_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 z_1, \qquad (1.5)$$

где $z_1 = r_1 + ix_1$ — полное сопротивление первичной обмотки.

Рассмотрим рис. 1.2, в положительном направлении горизонтальной оси отложен вектор амплитуды основного магнитного потока $\dot{\Phi}_{0m}$.

Вследствие потерь в стали магнитопровода (потерь на гистерезис и вихревые токи) ток холостого хода $\dot{I}_0$ опережает по фазе возбуждаемый им магнитный поток в сердечнике на некоторый угол α, называемый углом магнитного запаздывания. Таким образом, вектор тока холостого хода может быть представлен геометрической суммой двух составляющих: $\dot{I}_0 + \dot{I}_\mu + \dot{I}_h$.

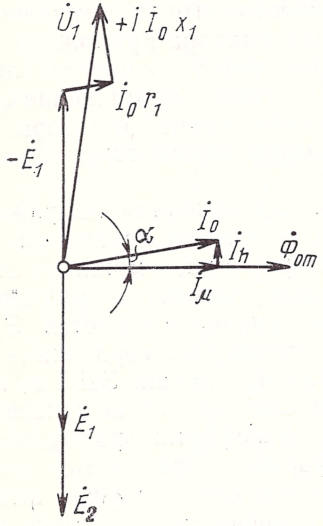

Рис. 1.2. Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе

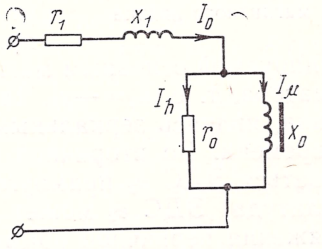

Рис. 1.3. Эквивалентная схема трансформатора при холостом ходе

Вектора ЭДС первичной и вторичной обмоток $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$ повернуты в сторону отставания на угол $\pi/2$ относительно вектора магнитного потока $\dot{\Phi}_{0m}$.

Для определения вектора приложенного напряжения $\dot{U}_1$ нужно построить геометрическую сумму векторов правой части уравнения равновесия ЭДС (1.3). Строим вектор — $\dot{E}_1$, равный и противоположно направленный вектору $\dot{E}_1$; из конца вектора — $\dot{E}_1$ строим вектор $\dot{I}_0 r_1$, параллельный вектору тока $\dot{I}_0$, и затем вектор $+\mathrm{i}\dot{I}_0 x_1$, опережающий вектор тока $\dot{I}_0$ на $\pi/2$. Геометрическая сумма этих трех векторов представляет собой вектор приложенного напряжения $\dot{U}_1$.

На схеме (рис. 1.3) z_0 — полное сопротивление, вносимое стальным сердечником

$$z_0 = (r_0 x_0^2 + \mathrm{i} r_0^2 x_0) / (r_0^2 + x_0^2),$$

где r_0 — активное сопротивление, обусловленное потерями в стали; x_0 — индуктивное сопротивление первичной обмотки, обусловленное основным магнитным потоком Φ_0.

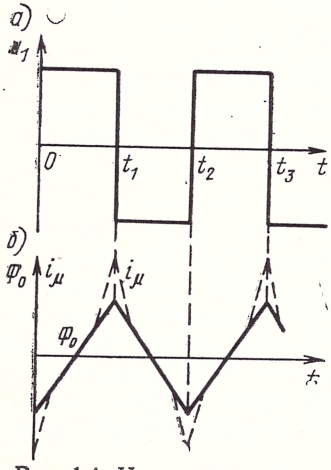

Рис. 1.4. Изменения во времени:
а) напряжения сети; *б*) магнитного потока

Выше показано, что при синусоидальном напряжении первичной обмотки трансформатора магнитный поток в сердечнике будет также синусоидален. Если же первичное напряжение несинусоидально, то магнитный поток в сердечнике будет также несинусоидальным.

Предположим, что к первичной обмотке трансформатора приложено напряжение, форма которого представлена на рис. 1.4*а*. С таким напряжением работают, например, трансформаторы в статических полупроводниковых преобразователях.

Пренебрегая падением напряжения в полном сопротивлении первичной обмотки трансформатора, можно считать, что в любой момент первичное напряжение u_1 уравновешивается ЭДС e_1, индуцируемой основным магнитным потоком Φ_0 в сердечнике трансформатора, т. е. $u_1 = -e_1$. Таким образом, кривая ЭДС e_1 прямоугольна, являясь зеркальным отражением кривой u_1 относительно оси времени. Во вторичной обмотке трансформатора будет индуцироваться ЭДС e_2 прямоугольной формы. При этом величина (амплитуда) ЭДС e_2 может быть больше или меньше величины напряжения первичной обмотки u_1 в зависимости от соотношения чисел витков первичной (w_1) и вторичной (w_2) обмоток. ЭДС e_1 равна $e_1 = -w_1(d\Phi_0/dt)$ и $u_1 = -e_1$, откуда $(d\Phi_0/dt) = (u_1/w_1)$.

Так как в течение половины периода от 0 до t_1 напряжение u_1 постоянно, то и $d\Phi_0/dt$ — постоянная, т. е. в этом интервале магнитный поток линейно изменяется во времени. В момент t_1 напряжение u_1 изменит знак и в интервале t_1—t_2 вновь остается постоянным. Следовательно, $d\Phi_0/dt$ также изменит знак и магнитный поток начнет уменьшаться с равномерной скоростью. В интервале t_2—t_3 магнитный поток вновь возрастает и т. д. Изменение магнитного потока Φ_0 во времени показано на рис. 1.4*б* сплошной линией.

Если материал магнитопровода ненасыщен, то магнитный поток пропорционален намагничивающему току i_μ, возбуждающему магнитное поле, так что кривая i_μ совпадает с зависимостью Φ_0.

При насыщении материала магнитопровода изменения магнитного потока вызываются большими изменениями намагничивающего тока и кривая i_μ будет иметь вид, показанный на рис. 1.4*б* пунктиром.

1.3. РАБОЧИЙ РЕЖИМ

При подключении к выводам вторичной обмотки трансформатора нагрузки в его первичной обмотке протекает ток I_1, и уравнение равновесия ЭДС для первичной обмотки запишется в следующем виде:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + \mathrm{i}\dot{I}_1 x_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 z_1. \qquad (1.6)$$

Если по-прежнему считать, что падение напряжения на полном сопротивлении первичной обмотки $I_1 z_1$ пренебрежимо мало по сравнению с ЭДС E_1, то напряжение $\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$. Тогда при неизменном напряжении сети будет практически неизменна ЭДС, а следовательно, и амплитуда магнитного потока Φ_{0m} при любой нагрузке трансформатора. В этом случае изменение магнитного потока в магнитопроводе однозначно определяется напряжением u_1 согласно выражению (1.3).

В свою очередь, магнитный поток $\Phi_0(t)$ определяет величину напряженности поля в магнитопроводе $H(t)$, так как эти две величины связаны между собой зависимостью $\Phi(H)$, которая графически выражается динамической петлей гистерезиса.

С другой стороны, напряженность магнитного поля $H(t)$ связана с намагничивающими силами первичной и вторичной обмоток трансформатора законом полного тока, т. е. $H(t) = (i_1 w_1 + i_2 w_2)/l_c$, где l_c — средняя длина магнитной силовой линии.

Следовательно, при выполнении равенства $u_1 \approx -e_1$ сумма намагничивающих сил $(i_1 w_1 + i_2 w_2)$ в любой момент времени должна иметь определенное значение, независимо от величины и характера нагрузки трансформатора. В частности, в режиме холостого хода трансформатора ток $i_2 = 0$ и напряженность магнитного поля создается только НС первичной обмотки $i_0 w_1$, т. е. $H(t) = i_0 w_1/l_c$.

Совместное решение уравнений для $H(t)$ позволяет получить уравнение равновесия НС трансформатора

$$i_0 w_1 = i_1 w_1 + i_2 w_2. \qquad (1.7)$$

В реальном трансформаторе изменение амплитуды магнитного потока при постоянном напряжении сети и изменении тока вторичной обмотки от нуля до номинального значения составляет несколько процентов, так что равенство (1.7) выполняется с достаточно высокой точностью. Это равенство, являющееся основным уравнением трансформатора — уравнением равновесия намагничивающих сил, — обычно записывается в следующем виде:

$$i_1 w_1 = i_0 w_1 - i_2 w_2 \quad \text{или} \quad \dot{I}_1 w_1 = \dot{I}_0 w_1 - \dot{I}_2 w_2. \qquad (1.7а)$$

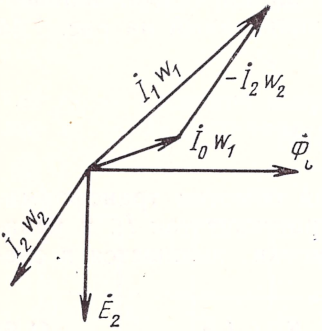

Рис. 1.5. Векторная диаграмма намагничивающих сил при нагруженном трансформаторе

Согласно выражению (1.7*а*) НС первичной обмотки создает магнитный поток с постоянной амплитудой (составляющая $I_0 w_1$) и компенсирует НС вторичной обмотки трансформатора (составляющая — $I_2 w_2$), что показано на рис. 1.5.

В случае многообмоточного трансформатора уравнение равновесия НС принимает вид

$$\dot{I}_1 w_1 = \dot{I}_0 w_1 - \sum_{i=1}^{N} \dot{I}_{2i} w_{2i},$$

где $i = 1, 2, 3, \ldots, N$ — порядковый номер вторичных обмоток.

Уравнение равновесия ЭДС для вторичной обмотки трансформатора при нагрузке запишем как

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 r_2 - \mathrm{i}\,\dot{I}_2 x_2. \qquad (1.8)$$

Анализ и расчет трансформаторов и процессов, происходящих в них, наиболее удобно осуществлять по эквивалентным схемам замещения и векторным диаграммам.

Для удобства построения векторных диаграмм и возможности построения эквивалентных схем вторичную обмотку трансформатора приводят к виткам первичной, т. е. условно полагают, что вместо вторичной обмотки с числом витков w_2 имеется обмотка с числом витков w_1, равным числу витков первичной обмотки, но так, чтобы мощности, потери энергии и фазовые углы между электрическими величинами оставались после приведения трансформатора неизменными. ЭДС вторичной обмотки трансформатора пропорциональна числу витков, следовательно, при изменении числа витков обмотки изменится и ее ЭДС, т. е. ЭДС приведенной обмотки $E'_2 = E_2(w_1/w_2) = E_2 n = E_1$, где $n = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации.

Приведенное значение вторичного тока найдем из условия постоянства полной мощности, т. е. полная мощность приведенной вторичной обмотки должна оставаться равной полной мощности действительной вторичной обмотки: $E'_2 I'_2 = E_2 I_2$. Откуда $I'_2 = I_2(E_2/E'_2) = I_2(1/n)$.

Приведенное значение напряжения вторичной обмотки найдем из условия постоянства полной мощности, выделяемой в нагрузке реального и приведенного трансформатора, $U'_2 I'_2 = U_2 I_2$, откуда $U'_2 = (U_2 I_2)/I'_2 = U_2 n$.

Активное сопротивление приведенной вторичной обмотки трансформатора найдем из условия постоянства потерь при приведении этой обмотки, т. е. $I_2^2 r_2 = (I'_2)^2 r'_2$, откуда $r'_2 = (I_2/I'_1)^2 r_2 = n^2 r_2$.

Индуктивное сопротивление, так же как и индуктивность, пропорциональна квадрату числа витков, следовательно, индуктивное сопротивление приведенной вторичной обмотки определится в виде $x'_2 = n^2 x_2$.

Основные уравнения трансформатора (1.6)—(1.8) в случае приведения вторичной обмотки к числу витков первичной будут иметь вид:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + \mathrm{i}\,\dot{I}_1 x_1, \tag{1.9}$$

$$\dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 r'_2 - \mathrm{i}\,\dot{I}'_2 x'_2, \tag{1.10}$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2 . \tag{1.11}$$

По основным уравнениям трансформатора может быть построена векторная диаграмма, являющаяся графическим изображением этих уравнений.

Рассмотрим рис. 1.6.

В положительном направлении горизонтальной оси изображен вектор амплитуды основного потока трансформатора $\dot{\Phi}_{0m}$. В сторону опережения относительно вектора $\dot{\Phi}_{0m}$ на угол α повернут вектор тока холостого хода $\dot{I}_0$ и в сторону отставания относительно вектора $\dot{\Phi}_{0m}$ на $\pi/2$ — векторы ЭДС первичной и приведенной вторичной обмоток $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$.

В сторону отставания при индуктивном и в сторону опережения при емкостном характере нагрузки на угол ψ_2 повернут вектор приведенного вторичного тока I'_2 относительно вектора $\dot{E}'_2$:

$$\Psi_2 = \operatorname{arctg}\left(x'_2 + x'_н\right) / \left(r'_2 + r'_н\right),$$

где $x'_н$ и $r'_н$ — приведенные величины реактивного и активного сопротивлений нагрузки.

Для определения вектора напряжения на зажимах вторичной обмотки нагруженного трансформатора из конца вектора ЭДС $\dot{E}'_2$ строим вектор $-\mathrm{i}\dot{I}'_2 x'_2$, отстающий от вектора тока $\dot{I}'_2$ на $\pi/2$, и затем вектор $-\dot{I}'_2 r'_2$, параллельный и противоположно направленный вектору тока $\dot{I}'_2$. Геометрическая сумма этих трех построен-

ных векторов согласно ур-нию (1.10) определит собой приведенное вторичное напряжение трансформатора.

Для определения тока первичной обмотки нам нужно согласно уравнению равновесия НС (1.11) построить геометрическую сумму векторов тока холостого хода $\dot{I}_0$ и приведенного тока вторичной обмотки с обратным знаком $-I'_2$.

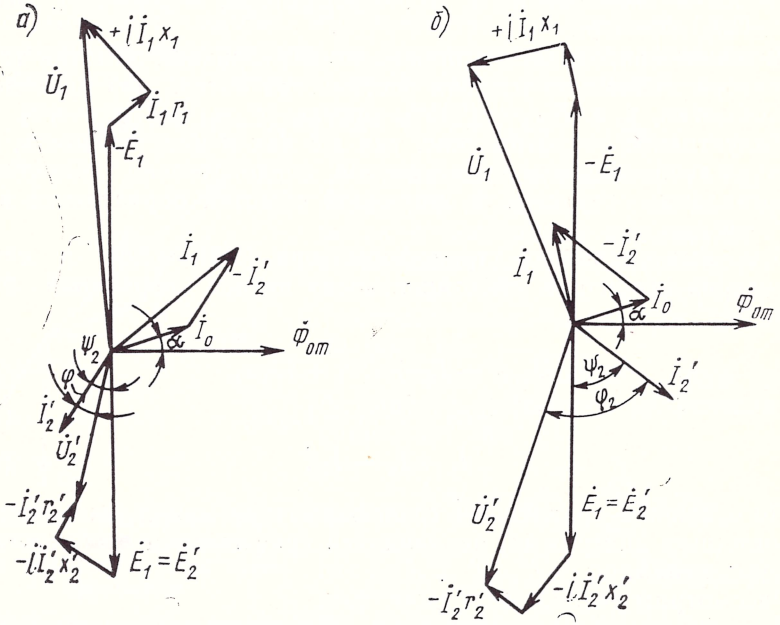

Рис. 1.6. Векторные диаграммы трансформатора при нагрузке: *а*) индуктивной; *б*) емкостной

Для определения первичного напряжения воспользуемся ур-нием (1.9). Строим вектор $-\dot{E}_1$, равный и противоположно направленный вектору $\dot{E}_1$, из конца которого строим вектор $\dot{I}_1r_1$, параллельный вектору тока первичной обмотки $\dot{I}_1$, и затем вектор $+j\dot{I}_1x_1$, опережающий вектор $\dot{I}_1$ на $\pi/2$. Геометрическая сумма трех построенных нами векторов является вектором приложенного напряжения $\dot{U}_1$.

Из рис. 1.6 видно, что величина вторичного напряжения зависит как от тока нагрузки трансформатора I_2, так и от ее характера, т. е. от угла φ_2. При индуктивном характере нагрузки вторичное напряжение по абсолютной величине меньше, чем ЭДС ($U'_2<E'_2$), т. е. с увеличением нагрузки происходит понижение напряжения при емкостном характере нагрузки; вторичное напряжение по абсолютной величине больше, чем ЭДС ($U'_2>E'_2$), т. е. с увеличением нагрузки напряжение повышается.

Нагруженный трансформатор может быть представлен эквивалентной схемой, для определения которой запишем основные уравнения в следующем виде:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 z_1, \tag{1.12}$$

$$\dot{U}_2' = \dot{E}_2' - \dot{I}_2' z_2', \tag{1.13}$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2'. \tag{1.14}$$

Введем следующие обозначения:

$$E_1 = E_2' = -I_0 z_0, \tag{1.15}$$

$$U_2' = I_2' z_н', \tag{1.16}$$

где $z'_н = n^2 z_н$ -- сопротивление нагрузки трансформатора, приведенное к первичной обмотке. Из (1.13)—(1.16) получим

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 (z_2' + z_н') / (z_0 + z_2' + z_н'), \tag{1.17}$$

из (1.12), (1.15) и (1.17) получим

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 [z_1 + z_0 (z_2' + z_н') / (z_0 + z_2' + z_н')]. \tag{1.18}$$

Таким образом, нагруженный трансформатор (рис. 1.7) может быть представлен эквивалентным сопротивлением

$$z_э = z_1 + z_0 (z_2' + z_н') / (z_0 + z_2' + z_н').$$

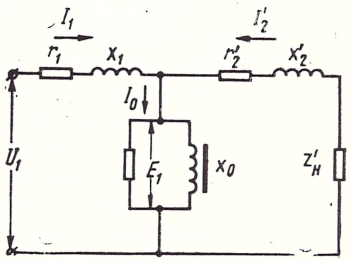

Рис. 1.7. Эквивалентная схема нагруженного трансформатора

Это выражение показывает, что последовательно с полным сопротивлением первичной обмотки включены две параллельные ветви, одна из которых содержит сопротивление z_0, а другая два последовательно включенных сопротивления z'_2 и $z'_н$.

Для многообмоточного трансформатора ветвь, содержащая сопротивления Z'_2 и $Z'_н$, представляет собой параллельное соединение ветвей, каждая из которых есть последовательное соединение сопротивлений Z'_{2i} и $Z'_{нi}$ ($i=1, 2, 3 \ldots, N$ — порядковый номер вторичной обмотки).

1.4. УСТРОЙСТВО ОДНОФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Основными элементами конструкции трансформаторов являются сердечник (магнитопровод) и обмотки с изоляцией, составляющие вместе катушку. К элементам конструкции относятся также детали, служащие для крепления сердечника и установки трансформаторов в блоках аппаратуры. Сердечники трансформаторов изготавливаются из высоколегированных горячекатаных и повышеннолегированных холоднокатаных сталей.

Марки электротехнических сталей, их магнитные свойства и удельные потери энергии определяются ГОСТ 802—58. При час-

тоте тока сети 50 Гц для сердечников используют стали марок Э41, Э42, Э43 и Э310, Э320, Э330 при толщине стальных листов или ленты 0,5 и 0,35 мм. При повышенных частотах (400 Гц и выше) используют стали марок Э44, Э45, Э46, Э47, Э48, Э340—Э360 с толщиной пластин или ленты 0,2; 0,15; 0,1; 0,08; 0,02 мм.

Рассмотрим обозначения марок электротехнических сталей: а) буква Э указывает на то, что сталь электротехническая; б) первые цифры после буквы (1, 2, 3, 4) означают степень легированности стали (1 — слаболегированная, 2 — среднелегированная, 3 — повышеннолегированная, 4 — высоколегированная); в) вторые цифры означают гарантированные электромагнитные свойства стали, например 1, 2, 3 — удельные потери в стали при частоте 50 Гц соответственно нормальные, пониженные и низкие; 4 — нормальные удельные потери при частоте 400 Гц; 5 и 6 — соответственно нормальную и повышенную магнитную проницаемость в полях менее 0,01 А/см, а 7 и 8 — соответственно нормальную и повышенную магнитную проницаемость в полях от 0,1 до 1 А/см; г) 0 указывает на то, что сталь холоднокатаная; д) буква А, стоящая после цифр, показывает, что удельные потери особенно низкие.

Потери в стали магнитопровода $P_{ст}=pG_{ст}$, где p — удельные потери, Вт/кг; G — масса магнитопровода, кг.

Величина удельных потерь энергии за один цикл перемагничивания определяется площадью динамической петли гистерезиса. Площадь динамической петли перемагничивания зависит не только от магнитных свойств материала и амплитуды магнитной индукции, т. е. от площади статической петли перемагничивания, но и от частоты перемагничивания, толщины стальных листов или ленты, из которых выполняется магнитопровод, а также от величины удельного электрического сопротивления материала магнитопровода, так как динамическая петля учитывает влияние гистерезиса и вихревых токов. Удельное электрическое сопротивление электротехнических сталей увеличивается легированием ее кремнием.

Чем выше магнитная проницаемость материала, меньше удельные потери и больше индукция насыщения, тем меньше размеры трансформатора при одной и той же мощности и частоте тока питающей сети, однако тем обычно он дороже.

Величина амплитуды магнитной индукции в магнитопроводе зависит как от материала, так и от выбора критерия расчета. Например, трансформаторы малой мощности (десятки ВА) при частоте 50 Гц часто рассчитываются из условия заданного тока холостого хода. Поэтому амплитудное значение магнитной индукции в таких трансформаторах существенно меньше в сравнении с трансформаторами, рассчитываемыми на допустимый перегрев.

Для трансформаторов средней и большой мощности при частоте 50 Гц значение амплитуды магнитной индукции обычно выбирается на колене магнитной характеристики (кривой намагничивания). В этом случае потери в стали прямо пропорциональны ам-

плитуде магнитной индукции примерно во второй степени и частоте в степени от 1,3 до 1,6 (в зависимости от марки стали и толщины листов или ленты). С повышением частоты приходится несколько уменьшать амплитуду магнитной индукции, с тем, чтобы удельные потери оставались неизменными.

Холоднокатаная сталь отличается от горячекатаной меньшими удельными потерями, а также большей магнитной проницаемостью в случае намагничивания по направлению проката. Поэтому применение холоднокатаной стали позволяет повышать значения магнитной индукции, что уменьшает поперечное сечение магнитопровода и размеры трансформатора.

В зависимости от конфигурации сердечника однофазные трансформаторы делятся на три основных типа (рис. 1.8): стержневые, броневые и тороидальные.

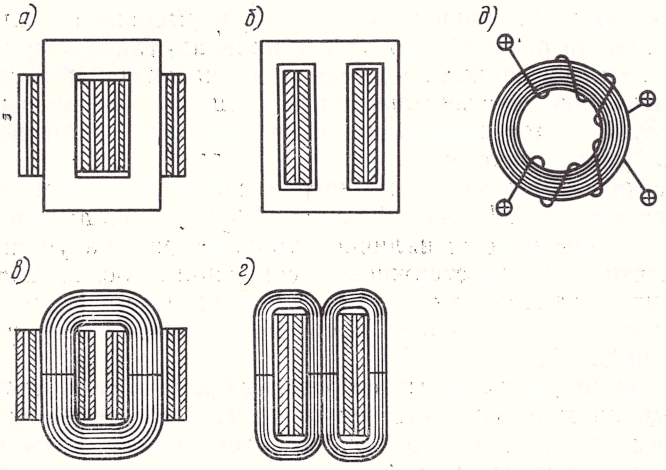

Рис. 1.8. Конструкции однофазных трансформаторов:
а) и *б*) пластинчатые стержневой и броневой; *в*) и *г*) ленточные стержневой и броневой; *д*) тороидальный

Стержневой сердечник (рис. 1.8*а*) имеет два стержня с обмотками. Часть сердечника, замыкающая магнитную цепь и не несущая обмоток, называется ярмом. На каждом стержне сердечника помещается половина витков первичной и половина витков вторичной обмоток. Такое расположение обмоток на сердечнике обеспечивает большую магнитную связь между обмотками, чем при размещении первичной и вторичной обмоток на различных стержнях, как это условно изображается на схемах. Большая магнитная связь обеспечивает меньшие падения напряжения, которые возникают при изменениях нагрузки трансформаторов.

Половины каждой обмотки соединяются между собой последовательно или параллельно, так, чтобы намагничивающие силы этих половин обмоток совпадали по направлению при обходе по

058308
Техническая библиотека
Киевский
авиационный завод

контуру магнитопровода, т. е. полуобмотки должны быть соединены согласно.

В трансформаторе (рис. 1.8*б*) первичная и вторичная обмотки помещаются на среднем стержне сердечника. Таким образом, в этом трансформаторе обмотки частично охватываются (бронируются) ярмом. Магнитный поток, пронизывающий стержень сердечника, разветвляется на две части. Поэтому ярмо имеет поперечное сечение, вдвое меньшее сечения стержня.

Трансформаторы больших и средних мощностей выполняют стержневыми, так как в броневых трансформаторах изоляция обмоток высокого напряжения от сердечника представляет большие трудности.

К достоинствам стержневого трансформатора по сравнению с броневым следует также отнести: большую поверхность охлаждения обмоток; малую индуктивность рассеяния, так как число витков на каждой катушке уменьшено в два раза и уменьшена толщина намотки; меньший расход обмоточного провода, так как при меньшей толщине намотки снижается средняя длина витка обмотки; значительно меньшую чувствительность к внешним магнитным полям, так как ЭДС помех, наводимых в полуобмотках, противоположны и взаимно уничтожаются.

Трансформаторы малой мощности часто выполняются с броневым сердечником. Броневой трансформатор обладает рядом конструктивных достоинств: наличием только одной катушки с обмотками вместо двух на стержневом сердечнике; более высоким коэффициентом заполнения окна сердечника обмоточным материалом; частичной защитой обмотки ярмом сердечника от механических повреждений.

Сердечники маломощных стержневых и броневых трансформаторов выполняются соответственно из П и Ш-образных пластин трансформаторной стали, а также из ленточных сердечников подковообразной формы (рис. 1.8*в, г*). Для уменьшения намагничивающего тока пластинчатые сердечники трансформаторов выполняют с уширенным ярмом. В этом случае сечение ярма делают у стержневого трансформатора больше сечения стержня, а у броневого больше половины сечения стержня.

Пластинчатые магнитопроводы трансформаторов собирают «встык» и «внахлест». При сборе «встык» все пластины сердечника составляют вместе, располагая одинаково. Сердечник состоит из двух частей, которые затем скрепляют вместе. При сборке встык прост монтаж и демонтаж трансформатора, но в месте стыков необходимо поместить изоляционную прокладку с большим магнитным сопротивлением. Без такой прокладки пластины ярма могут замкнуться с пластинами стержня. Замыкание пластин ярма и стержня увеличит вихревые токи и может недопустимо нагреть сталь в месте стыка. Нагрев может быть настолько интенсивным, что трансформатор выйдет из строя.

Сборка «внахлест» позволяет уменьшить магнитное сопротивление магнитопровода (пластины могут плотно прилегать друг

к другу в месте стыка), но усложняет монтаж и демонтаж трансформатора. При сборке «внахлест» пластины чередуют так, чтобы у лежащих друг на друге листах разрезы были с разных сторон сердечника.

После сборки магнитопровода его стягивают болтами или шпильками. Стяжные планки, болты и т. д. изолируют от тела магнитопровода электрокартоном или бумагой для того, чтобы предотвратить образование короткозамкнутых витков вокруг сердечника или его части.

Стержневые и броневые магнитопроводы из ленточных сердечников собирают встык. Для уменьшения магнитного сопротивления в местах стыка сердечников их торцевые поверхности шлифуют. Обычно зазор в сердечнике δ_c составляет 15—30 мк. Наличие зазора уменьшает эффективную магнитную проницаемость $\mu_э$.

У пластинчатых сердечников, собранных внахлест, эквивалентная величина δ_c, обусловленная удвоением индукции в зоне стыка, составляет 20—60 мк.

Для трансформаторов, работающих на повышенных частотах, а также измерительных, применяются тороидальные сердечники (рис. 1.8*д*). Достоинствами таких трансформаторов являются: относительно малое магнитное сопротивление; минимальный внешний поток рассеяния; нечувствительность к внешним магнитным полям независимо от их направления (при условии равномерного распределения обмоток трансформатора по окружности тороида).

Как показано в [1], при мощности в нагрузке более 150—200 ВА лучшими объемно-весовыми характеристиками обладают стержневые трансформаторы (как при частоте 50 Гц, так и при — 400 Гц). При мощности менее 150—200 ВА лучшие объемно-весовые характеристики имеют тороидальные трансформаторы. Броневые трансформаторы рекомендуются к применению при мощностях менее 25—40 ВА.

Обмотки трансформаторов выполняются из меди или алюминия. Для трансформаторов небольшой мощности (т. е. при небольших токах — примерно до 25 А для воздушных и до 45 А для масляных трансформаторов) обмотки выполняются из изолированного провода круглого поперечного сечения. Параллельное соединение витков дает возможность применить провод круглого поперечного сечения при больших токах в обмотках и облегчает процесс их изготовления. При сравнительно больших мощностях и при больших токах обмотки выполняют из шин прямоугольного поперечного сечения.

Провода большого поперечного сечения не допускают изгибов под углом, так как это снижает динамическую устойчивость и разрушает изоляцию проводов. Поэтому обмотки мощных трансформаторов выполняются в виде концентрических катушек.

При таких обмотках поперечному сечению сердечника желательно придавать круглую форму, чтобы в площади, охватываемой обмотками, не оставалось воздушных промежутков. Чем меньше воздушные промежутки, тем меньше длина витков обмоток, а

следовательно, и вес провода при заданной площади поперечного сечения стального сердечника.

Так как сердечник набирается из тонких стальных листов, то для создания сердечника круглого сечения понадобилось бы большое число стальных листов различной ширины, а это потребовало бы изготовления множества штампов. Поэтому в трансформаторах большой мощности сердечник имеет ступенчатое поперечное сечение с числом ступеней не более девяти-десяти [2, 3].

Для лучшего охлаждения в сердечниках и обмотках мощных трансформаторов устраиваются вентиляционные каналы.

В трансформаторах малой мощности площадь поперечного сечения провода мала и выполнение обмоток упрощается. Сердечники таких трансформаторов имеют прямоугольное поперечное сечение.

Обмотки и другие токоведущие части трансформатора изолируются. Изоляция должна обеспечивать надежную работу трансформатора при его эксплуатации в условиях значительных колебаний температуры нагрева. В зависимости от нагревостойкости изоляционные материалы разделяются на семь классов со следующими предельно допускаемыми температурами: *Y* — 90°С; *A* — 105°С; *AB (E)* — 120°С; *B* — 130°С; *BC (F)* — 155°С; *CB (H)* — 180°С; *C* — более 180°С.

Конструкция обмоток должна обеспечивать хорошее их охлаждение так, чтобы температура нагрева обмоток не превышала пределов, установленных для соответствующих классов изоляции. Изоляция обмоток должна выдерживать без повреждений длительное воздействие на нее переменного электрического поля, имеющегося в трансформаторе при нормальной его работе, и кратковременные перенапряжения, возникающие при эксплуатации трансформаторов.

Обмотки трансформаторов должны выдерживать механические перегрузки, которым они подвергаются в процессе сборки и при коротких замыканиях.

По способу размещения на магнитопроводе обмотки трансформаторов могут быть концентрическими и дисковыми чередующимися.

Концентрические обмотки (рис. 1.9) выполняются в виде цилиндров, размещаемых на магнитопроводе концентрически. Внутри, ближе к сердечнику, размещается обмотка низшего напряжения, требующая меньшей изоляции относительно сердечника магнитопровода, снаружи — обмотка высшего напряжения (рис. 1.9*а*). Для уменьшения индуктивного сопротивления обмоток, т. е. для уменьшения магнитного рассеяния применяют двойные концентрические обмотки (рис. 1.9*б*), в которых обмотка низшего напряжения делится на две одинаковые катушки. Между катушками обмотки низшего напряжения помещается обмотка высшего напряжения. Подобным образом может быть выполнена тройная концентрическая обмотка, в которой обмотка низшего напряжения состоит из трех катушек, а обмотка высшего напряжения — из

двух. Концентрические обмотки наиболее широко распространены в отечественной практике.

В дисковых чередующихся обмотках катушки низшего и высшего напряжений, изготовленные в виде отдельных дисков, размещаются на магнитопроводе (рис. 1.10). Вся обмотка разделяется

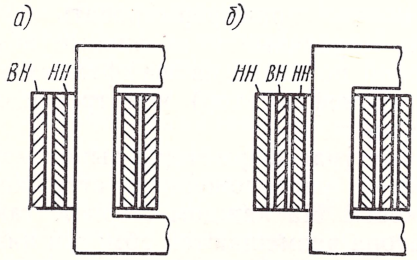

Рис. 1.9. Схемы концентрической обмотки:
а) простая; *б*) двойная

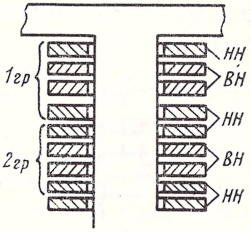

Рис. 1.10. Схема дисковых чередующихся обмоток

на симметричные группы, состоящие из одной или нескольких катушек высшего напряжения и расположенных по обе стороны от них двух (или нескольких) катушек низшего напряжения. Дисковые чередующиеся обмотки более сложны, но обладают меньшим рассеянием. Такие обмотки применяются в специальных случаях (в импульсных и выходных трансформаторах), а также в высоковольтных трансформаторах.

Обмотки трансформаторов малой мощности укладываются на каркасе, изготовленном из изоляционного материала. Для изготовления каркасов применяется электрокартон, пропитанный изолирующим лаком, гетинакс, пластмассы и другие изоляционные материалы, обладающие нагревостойкостью и негигроскопичные.

Каркас состоит из гильзы, представляющей собой трубку прямоугольного, квадратного или круглого сечения. На концах гильзы укрепляются боковые щеки. При изготовлении каркаса из пластмассы его прессуют целиком. Иногда при прессовке в щеки запрессовывают выводные лепестки, предназначенные для вывода концов обмотки.

В настоящее время широко применяется так называемая бескаркасная намотка. При этом способе обмотка наматывается на гильзу, не имеющую боковых щек. Витки обмотки на каркасе укладываются рядами плотно друг к другу. При укладке первый ряд наматывается в одну сторону, другой ряд — в другую. Поэтому при четном числе рядов выводы начала и конца обмотки будут с одной стороны, а при нечетном — с противоположных. При малых диаметрах провода витки могут «западать» из верхних рядов в нижние, в результате чего напряжение между отдельными витками окажется настолько большим, что вызовет пробой изоля-

ции и выход трансформатора из строя. Для предотвращения «западания» после намотки каждого ряда укладывается прокладка из конденсаторной, телефонной или кабельной бумаги.

1.5. ТРЕХФАЗНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Энергию трехфазного тока можно трансформировать тремя однофазными трансформаторами, первичные и вторичные обмотки которых соединены между собой по одной из трехфазных схем (групповой трансформатор) или трехфазным трансформатором.

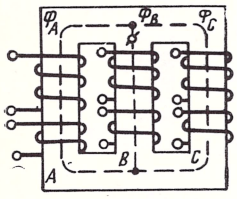

Рис. 1.11. Трехфазный стержневой трансформатор

Трехфазные трансформаторы выполняются стержневыми с расположением стержней в одной плоскости. На каждом стержне такого трансформатора размещаются обмотки низшего и высшего напряжения одной фазы (рис. 1.11). Стержни соединяются между собой ярмом сверху и снизу.

Недостатком трехфазного трансформатора является несимметрия токов холостого хода фаз, обусловленная несимметрией магнитных сопротивлений (рис. 1.11).

Длина магнитных линий потока среднего стержня меньше, чем крайних, поэтому в фазе, обмотка которой помещена на среднем стержне, протекает меньший намагничивающий ток. Для уменьшения намагничивающих токов и их несимметрии поперечное сечение ярма часто делают несколько большим (примерно на 20%) поперечного сечения стержня. Конструктивно обмотки трехфазных трансформаторов выполняются так же, как и однофазных.

Начала фаз обмоток высшего напряжения (ВН) обозначают прописными латинскими буквами *A, B* и *C,* а концы фаз обмоток буквами *X, Y* и *Z*. Если обмотка ВН имеет выведенную нулевую точку, то этот зажим обозначают 0. Начала фаз обмоток низшего напряжения обозначают строчными латинскими буквами *a, b, c*; концы фаз — *x, y, z,* вывод нулевой точки — 0.

Обмотки трехфазных трансформаторов соединяются согласно рис. 1.12.

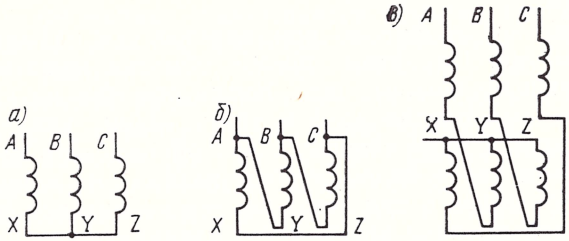

Рис. 1.12. Схемы соединения обмоток трехфазных трансформаторов:
а) звездой; *б*) треугольником; *в*) зигзагом

При соединении обмоток в звезду концы всех трех фаз соединяются между собой, образуя общую нейтральную (нулевую) точку, а свободные начала трех фаз подключаются к проводам сети источника или приемника электрической энергии переменного тока.

При соединении обмоток в треугольник (Δ) начало первой фазы соединяют с концом второй, начало второй — с концом третьей, начало третьей фазы — с концом первой. Точки соединения начала одной фазы с концом другой подключают к проводам трехфазной сети переменного тока.

Помимо этих двух основных схем иногда в выпрямительных устройствах применяют схему соединения в зигзаг. В этой схеме (рис. 1.12*в*) каждая фаза состоит из двух катушек с одинаковым числом витков, находящихся на различных стержнях и соединенных встречно. ЭДС фазы обмотки, соединенной в зигзаг, равна геометрической разности ЭДС двух катушек $E_к$. Эти ЭДС сдвинуты на 1/3 периода по фазе так же, как и магнитные потоки двух различных стержней. Поэтому $E_{ф\ зигзаг}=\sqrt{3}E_к$. Если обмотка имеет выведенную нулевую точку, то в соответствующем знаке обозначают нулевую точку и показывают вывод от нее.

Для параллельного включения трансформаторы объединяют в группы, которые обозначают следующим образом: Y/Y—0, Y/Δ—11 и т. д., где знак над чертой показывает схему соединения обмоток ВН, знак под чертой — схему соединения обмоток НН, цифра — угол между векторами линейных ЭДС обмоток высшего и низшего напряжения, выраженный числом угловых единиц по 30°. Отсчет угловых единиц производится от вектора линейной ЭДС обмотки ВН по часовой стрелке.

Группы трехфазных трансформаторов зависят от схем соединения обмоток, обозначения зажимов обмоток ВН и НН и направления намотки. Если направление намотки обмоток ВН и НН одинаково, то ЭДС, индуцируемые в обмотках ВН и НН, расположенных на одном стержне магнитопровода, совпадают по фазе.

Если обмотки ВН и НН соединены в звезду и имеют одинаковое направление намотки, что условно показано на рис. 1.13*а*, тогда ЭДС, индуцируемые в фазах обмоток ВН и НН, будут совпадать: векторы E_a и E_A, E_b и E_B, E_c и E_C параллельны.

Векторы линейных ЭДС, соответствующих зажимов обмоток ВН и НН (E_{AB} и E_{ab}), оказались параллельными, т. е. угол между ними 0° и трансформатор принадлежит к группе 0.

Если изменить обозначение зажимов обмоток НН, как показано на рис. 1.13*б*, то при этом повернется на 120° звезда фазных ЭДС обмоток НН. В этом случае будут параллельными векторы E_c и E_A, E_a и E_B, E_b и E_C, так как катушки фаз *c* и *A*, *a* и *B*, *в* и *C* находятся на одних и тех же стержнях и сцеплены с одним потоком. Угол между векторами линейных ЭДС E_{AB} и E_{ab} стал равным 120°, т. е. получили группу 4 ($4\times30°=120°$).

Если произвести еще одно изменение обозначения зажимов обмоток НН, то векторы фазных и линейных ЭДС повернутся еще на 120° по часовой стрелке, то получим группу 8.

Если обмотки НН намотать встречно обмоткам ВН или, что то же самое, изменить обозначения начал и концов фаз НН, то фазные ЭДС обмоток ВН и НН будут направлены встречно. Если при этом изменять обозначения зажимов обмоток НН, то можно получить группы 6, 10 и 2.

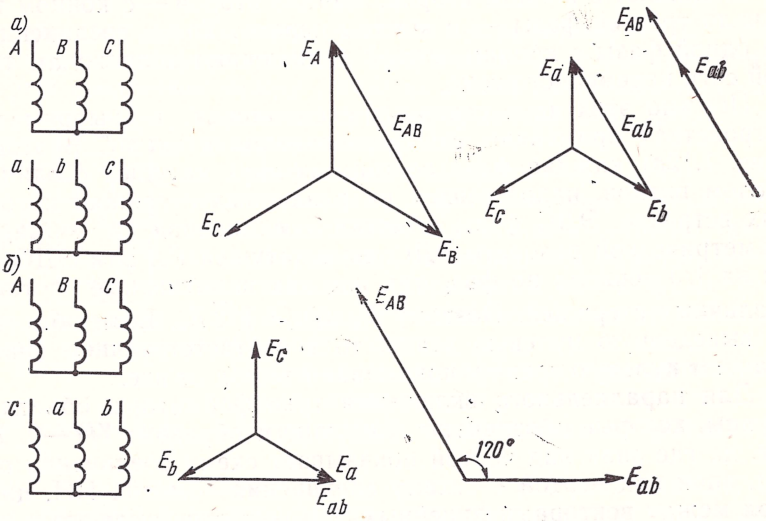

Рис. 1.13. Схемы соединения обмоток и векторные диаграммы для трансформаторов:
а) группы 0; *б*) группы 4

При соединении обмоток треугольником линейные ЭДС совпадают с фазными, при соединении звездой линейные ЭДС смещены на 30° по фазе относительно фазных ЭДС. Поэтому для схемы, на рис. 1.14 линейные ЭДС обмоток ВН и НН смещены на 330°, т. е. мы получили группу 11. При круговом смещении зажимов для встречного и согласного направления намоток обмоток ВН и НН можно получить любую нечетную группу 1, 3, 5, 7, 9, 11.

В СССР стандартными группами являются 0 и 11.

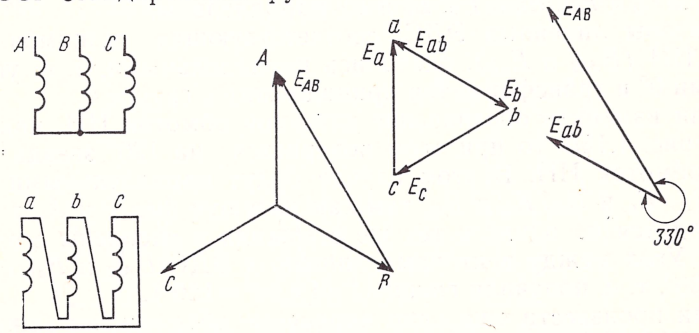

Рис. 1.14. Схемы соединения обмоток и векторные диаграммы для трансформатора группы 11

В стандартных группах обмотки ВН соединяются по схеме звезда для уменьшения фазной ЭДС. Фазная ЭДС при соединении обмоток по схеме Y в $\sqrt{3}$ меньше, чем при соединении по схеме Δ. Поэтому при соединении обмоток по схеме Y обмотки имеют меньшее число витков и проще их изоляция.

Обмотки НН преимущественно соединяют в Δ, так как эта схема значительно менее чувствительна к несимметрии нагрузок.

Достоинством схемы звезда с выведенной нейтральной точкой является получение двух различных напряжений при четырехпроводной сети.

При симметричной нагрузке схемы замещения и векторные диаграммы каждой фазы трехфазного трансформатора одинаковы и имеют тот же вид, что и у однофазного трансформатора. Поэтому полученные ранее выражения могут быть применены как к однофазным, так и к трехфазным трансформаторам. Однако в последнем случае в выражения необходимо подставлять фазные токи, напряжения и мощности.

1.6. АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

Конструктивно автотрансформатор подобен трансформатору: на стальном магнитопроводе помещаются две обмотки, выполненные из проводников различного поперечного сечения. Конец одной обмотки электрически соединяется с началом другой так, что две последовательно соединенные обмотки образуют общую обмотку ВН. Обмоткой НН, являющейся частью обмотки ВН, служит одна из двух обмоток автотрансформатора. Таким образом, между обмотками высшего и низшего напряжения автотрансформатора имеется не только магнитная, но и электрическая связь.

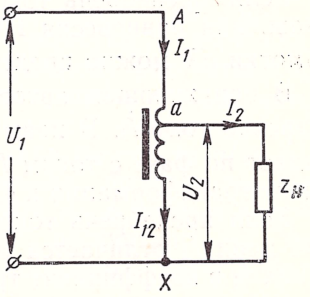

Рис. 1.15. Принципиальная схема автотрансформатора

Рассмотрим рис. 1.15. Первичное напряжение подведено к зажимам A—X первичной обмотки с числом витков w_1. Вторичной обмоткой является часть первичной a—X с числом витков w_2. При холостом ходе ($I_2=0$), пренебрегая падением напряжения в сопротивлениях первичной обмотки, можно записать уравнения равновесия ЭДС для первичной и вторичной обмоток в следующем виде:

$$U_1 \approx E_1 = 4{,}44\, w_1 f \Phi_m, \quad U_{20} = E_2 = 4{,}44\, w_2 f \Phi_m.$$

Отношение напряжений первичной и вторичной обмоток при холостом ходе называют коэффициентом трансформации автотрансформатора, т. е. $U_1/U_{20}=w_1/w_2=n$.

Если ко вторичной обмотке подключить нагрузку, то по части обмотки Aa с числом витков (w_1—w_2) будет протекать ток I_1, а

по части витков w_2, общей для первичной и вторичной обмоток автотрансформатора, — ток I_{12}, равный геометрической разности токов I_1 и I_2 (рис. 1.15), т. е. $\dot{I}_{12}=\dot{I}_1-\dot{I}_2$.

При холостом ходе напряженность магнитного поля в сердечнике автотрансформатора создается НС — i_0w_1; при нагрузке автотрансформатора напряженность магнитного поля создается НС части обмотки Aa — $i_1(w_1-w_2)$ и НС части обмотки $aX-i_{12}(w_2)$. Если считать, что амплитуда магнитного потока в сердечнике при холостом ходе и для нагруженного автотрансформатора неизменна, то напряженность магнитного поля при нагрузке в любой момент времени должна быть равна напряженности поля при холостом ходе. Следовательно, для автотрансформатора можно записать уравнение равновесия НС в следующем виде:

$$\dot{I}_1(w_1-w_2)+\dot{I}_{12}w_2=\dot{I}_0w_1,$$

или

$$\dot{I}_1(1-1/n)+\dot{I}_{12}\cdot 1/n=\dot{I}_0.$$

Для автотрансформатора это уравнение тем более справедливо, так как равенство $\dot{U}_1=-\dot{E}_1$ для них выполняется с большей точностью, по сравнению с трансформаторами той же мощности, как будет показано дальше.

Если пренебречь током холостого хода в силу малости, то из уравнения равновесия НС выражение для тока $\dot{I}_{12}$ в общей части обмотки aX можно представить в следующем виде: $\dot{I}_{12}=-\dot{I}_1(n-1)$.

В понижающем автотрансформаторе ($n>1$) ток $\dot{I}_{12}$ направлен встречно току $\dot{I}_1$. В повышающем автотрансформаторе ток $\dot{I}_{12}$ совпадает по фазе с током $\dot{I}_1$. Ток I_{12} тем меньше, чем ближе коэффициент трансформации к единице.

Если пренебречь током холостого хода ($I_0=0$), то ток вторичной цепи $\dot{I}_2$ отличается от тока, потребляемого от источника питания $\dot{I}_1$ в коэффициент трансформации раз

$$\dot{I}_2=\dot{I}_1-\dot{I}_{12}+\dot{I}_1-\dot{I}_1(n-1)=\dot{I}_1n.$$

Таким образом, основные соотношения трансформатора справедливы для автотрансформаторов.

Достоинством автотрансформатора по сравнению с трансформатором той же мощности является меньший расход активных материалов — стали и обмоточного провода, меньшие потери энергии, более высокий КПД и коэффициент мощности, меньшее изменение напряжения при изменениях нагрузки.

Полная мощность, потребляемая автотрансформатором от источника питания $S_1=U_1I_1\approx E_1I_1$, передается в нагрузку как электромагнитным полем $S_{эм}$, за счет магнитной связи между обмотками Aa и aX, так и электрически $S_{эл}$, за счет электрического соединения источника питания и нагрузки. Согласно закону сохранения

энергии электромагнитная мощность обмотки Aa должна быть равной электромагнитной мощности обмотки aX, т. е.

$$S_{эмAa} = S_{эмaX} = S_{эм\ a\ тр}.$$

Действительно,

$$S_{эмAa} = (E_1 - E_2) I_1 = E_1 I_1 (1 - 1/n),$$
$$S_{эмaX} = E_2 I_2 = E_1 I_1 (1 - 1/n).$$

В обычном двухобмоточном трансформаторе вся мощность во вторичную цепь передается электромагнитным полем, т. е. $S_{эм\ тр} = E_1 I_1 \approx E_2 I_2$. Из сравнения выражений для электромагнитной мощности автотрансформатора и трансформатора следует, что электромагнитная мощность автотрансформатора в $n/(n-1)$ раз меньше электромагнитной мощности трансформатора. Следовательно, амплитуда магнитного потока в автотрансформаторе также может быть в $n/(n-1)$ раз меньше по сравнению с трансформатором, т. е. в $n/(n-1)$ раз меньше поперечное сечение и масса стали магнитопровода. Так как для возбуждения магнитного поля с меньшей амплитудой требуется меньшая реактивная энергия, то коэффициент мощности автотрансформатора несколько выше, чем у трансформатора.

Вес обмоточного провода автотрансформатора также примерно в $n/(n-1)$ раз меньше веса обмоточного провода трансформатора при одинаковых плотностях тока. Это объясняется тем, что у трансформатора на сердечнике имеется две обмотки — первичная с числом витков w_1, поперечное сечение которой рассчитано на ток I_1, и вторичная с числом витков w_2, поперечное сечение которой рассчитано на ток I_2. У автотрансформатора также две обмотки, но одна из них Aa имеет число витков $w_1 - w_2$ [в $n/(n-1)$ раз меньше, чем у трансформатора] из провода, поперечное сечение которого рассчитано на ток I_1, а другая aX с числом витков w_2 из провода, поперечное сечение которого рассчитано на ток $I_{12} = I_2 - I_1$, т. е. на ток, в $n/(n-1)$ раз меньший, чем у трансформатора.

Средняя длина витка обмоток автотрансформатора существенно меньше, чем у трансформатора, так как меньше поперечное сечение стержня магнитопровода, также меньше числа витков и поперечное сечение провода одной из обмоток.

Поэтому активные и индуктивные сопротивления обмоток автотрансформатора меньше, чем у трансформатора. Следовательно, автотрансформатор обладает большей стабильностью напряжения при изменениях нагрузки и для него с большей точностью выполняется равенство $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1$.

Меньшая масса активных материалов автотрансформатора по сравнению с трансформатором обусловливает меньшие потери, а следовательно, более высокий КПД.

Существенным недостатком автотрансформатора является наличие электрической связи между сетью и приемником энергии,

что не позволяет применять его, если приемник энергии имеет заземленный полюс (в выпрямительных устройствах).

Следует иметь в виду, что токи короткого замыкания в автотрансформаторе существенно больше, чем в трансформаторах, из-за меньших сопротивлений обмоток. Поэтому аварийное короткое замыкание для автотрансформатора представляет большую опасность.

Достоинства автотрансформаторов тем больше, чем ближе к единице коэффициент трансформации. Поэтому автотрансформаторы применяются при небольших коэффициентах трансформации ($n=1—2$). Автотрансформатор рассчитывается так же, как и обычный трансформатор, но расчетной мощностью является электромагнитная мощность, и автотрансформатор заменяется эквивалентным трансформатором, в котором первичной обмоткой является обмотка Aa с числом витков $w_1—w_2$, первичное напряжение $U_1—U_2$, ток I_1, вторичной обмоткой является обмотка aX с числом витков w_2, вторичное напряжение U_2, ток $I_{12}=I_2—I_1$.

1.7. ОПЫТЫ ХОЛОСТОГО ХОДА И КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Параметры эквивалентной схемы замещения и эксплуатационные характеристики трансформатора могут быть определены или рассчитаны по данным опытов холостого хода и короткого замыкания.

Эксплуатационные характеристики трансформатора могут быть определены и непосредственно его испытанием. Если подключить к трансформатору какую-либо нагрузку и изменять ее, то по показаниям приборов можно определить, как будет изменяться напряжение на зажимах вторичной обмотки и КПД трансформатора. Однако при испытании нагруженного трансформатора происходит очень большой расход электроэнергии (тем больший, чем больше мощность трансформатора) и для имитации активной, индуктивной и емкостной нагрузки необходимо очень громоздкое оборудование (реостаты, индуктивные катушки и конденсаторы). Кроме этого, непосредственное испытание трансформатора дает очень неточные результаты.

Для проведения опытов холостого хода и короткого замыкания требуются сравнительно малые затраты энергии и отпадает надобность в громоздком нагрузочном оборудовании, т. е. в реостатах, катушках индуктивности и конденсаторах. Кроме того, эксплуатационные характеристики определяются с высокой точностью.

При проведении опыта холостого хода к первичной обмотке трансформатора подводится номинальное напряжение $U_{1н}$, измеряемое вольтметром V_1 (рис. 1.16). Амперметр A в первичной цепи дает возможность определить ток холостого хода I_0, величину которого принято измерять в процентах от номинального тока первичной обмотки (в %) $i_0=(I_0/I_{1н})100$.

Обычно трансформаторы малой мощности рассчитываются так, чтобы при номинальной нагрузке потери в стали были равны потерям в обмотках, что обеспечивает (как будет показано в § 1.9) максимальное значению КПД при номинальной нагрузке.

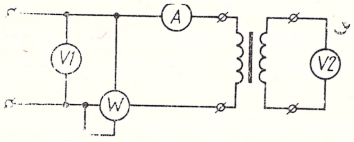

Рис. 1.16. Схема для опыта холостого хода

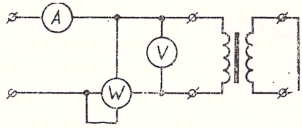

Рис. 1.17. Схема для опыта короткого замыкания

При холостом ходе потери во вторичной обмотке отсутствуют, а в первичной обмотке относительно малы вследствие небольшого значения тока холостого хода I_0, тогда как потери в стали при холостом ходе остаются практически равными потерям в стали при номинальной нагрузке. Следовательно, потери в обмотках при холостом ходе существенно меньше потерь в стали, т. е. можно считать, что $P_0 = P_{ст}$. Так, например, у трансформаторов мощностью более 200 ВА ток холостого хода обычно составляет $(0{,}1—0{,}3)I_{1н}$. У трансформаторов меньшей мощности он может достигать значения $(0{,}4—0{,}6)I_{1н}$.

По данным опыта холостого хода определяются коэффициент трансформации n; сопротивления z_0, x_0 и r_0 эквивалентной схемы замещения и коэффициент мощности $\cos\varphi_0$.

Эти величины определяются по следующим формулам:

$$n = U_{1н}/U_{20} \approx E_1/E_2 = w_1/w_2; \quad z_0 = U_{1н}/I_0; \quad P_{ст} = P_0;$$

$$r_0 = P_0/I_0^2; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}; \quad \cos\varphi_0 = P_0/I_0 U_{1н}.$$

При опыте короткого замыкания вторичная обмотка трансформатора замкнута накоротко (рис. 1.17), а к первичной обмотке подводится такое пониженное напряжение $U_к$, при котором по обмоткам протекают номинальные токи. Это напряжение называется напряжением короткого замыкания и измеряется оно в % от номинального, т. е. $u_к = (U_к/U_{1н})100$ и составляет величину порядка $u_к\% = 3{,}0—10{,}0\%$.

При столь малом напряжении магнитный поток будет незначителен, следовательно, будет мал и намагничивающий ток, т. е. $I_{0\,кз} = 0$.

Поэтому можно считать, что НС первичной обмотки трансформатора идет лишь на компенсацию НС вторичной обмотки. Таким образом, пренебрегая намагничивающим током, уравнение магнитного равновесия можем записать как $\dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 = 0$, откуда $\dot{I}_1 = -\dot{I}'_2$.

При опыте короткого замыкания ($z_н=0$ и $I_0=0$) эквивалентная схема трансформатора примет вид рис. 1.18. Из этой схемы видно, что полное сопротивление короткого замыкания трансформатора

$$z_к = r_1 + i\,x_1 + r'_2 + i\,x'_2 = r_к + i\,x_к,$$

где $r_к=r_1+r'_2$ — активное сопротивление короткого замыкания; $x_к=x_1+x'_2$ — индуктивное сопротивление короткого замыкания трансформатора.

При опыте короткого замыкания измеряется напряжение короткого замыкания $U_к$, ток в первичной обмотке, который устанавливается равным номинальному току $I_{1н}$, и мощность $P_к$. Мощность, потребляемая трансформатором при опыте короткого замыкания, расходуется на покрытие потерь в обмотках $I^2_{1н}r_к$, так как потери в стали магнитопровода очень малы из-за малого магнитного потока.

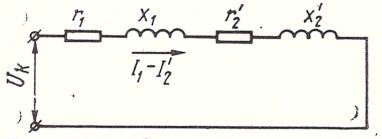

Рис. 1.18. Эквивалентная схема трансформатора при коротком замыкании

Полное, активное и индуктивное сопротивления короткого замыкания определяются соответственно из следующих выражений:

$$z_к = U_к/I_{1н};\quad r_к = P_к/I^2_{1н};\quad x_к = \sqrt{z^2_к - r^2_к}.$$

Если опыт короткого замыкания проводится при «холодном» (неработающем) трансформаторе, то активное и полное сопротивления короткого замыкания следует привести к рабочей температуре, которая обычно принимается равной 75°С.

При испытании трехфазного трансформатора следует определить фазные значения тока и напряжения, а также мощность $P_к$ на одну фазу и эти значения подставить в выражения для определения полного активного и реактивного сопротивлений короткого замыкания трансформатора.

Напряжение короткого замыкания, его активная и реактивные составляющие определяются следующими выражениями (в %):

$$u_к = \frac{I_н z_к}{U_н}\,100;\quad u_a = \frac{I_н r_к}{U_н}\,100;\quad u_x = \frac{I_н x_к}{U_н}\,100.$$

Фазовый сдвиг между напряжением и током при коротком замыкании $\varphi_к = \operatorname{arctg}\frac{x_к}{r_к} = \operatorname{arctg}\frac{u_x}{u_a}$ называется углом короткого замыкания.

Величина $u_к$% позволяет рассчитать ток короткого замыкания трансформатора в условиях эксплуатации. В этих условиях короткое замыкание является аварийным режимом, который возникает в результате электрического пробоя изоляции, неправильных соединений в цепи вторичной обмотки и т. п. Установившееся значение тока короткого замыкания в первичной обмотке $I_{1к}$ (рис. 1.18) можно выразить через ток $I_{1н}$, как $I_{1к}=(100/u_к)I_{1н}$.

В переходном процессе максимальное значение тока короткого замыкания, получившее название ударного тока $I_{уд}$, может быть значительно больше амплитуды тока в установившемся режиме: $I_{уд}=K_{уд}I_{1к}$ $(1\leqslant K_{уд}\leqslant 2)$.

Ударный ток представляет серьезную опасность для трансформатора большой мощности, так как электромагнитные силы, пропорциональные квадрату тока, в обмотках могут сдвинуть витки, смять изоляцию и вызвать в конечном итоге ее пробой. Поэтому катушки и витки обмоток прочно укрепляются, с тем чтобы не возникло сколько-нибудь заметных деформаций их при коротком замыкании.

1.8. ИЗМЕНЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ НА ЗАЖИМАХ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ НАГРУЖЕННОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Согласно рис. 1.6 напряжение на зажимах вторичной обмотки не остается постоянным при изменении тока нагрузки. Напряжение изменяется вследствие того, что обмотки трансформатора обладают как активным, так и индуктивным сопротивлениями. При этом напряжение на зажимах вторичной обмотки зависит не только от величины тока, но и от характера нагрузки. Из характеристик рис. 1.19 следует, что при индуктивной нагрузке напряжение на зажимах вторичной обмотки понижается с увеличением тока нагрузки, а при емкостной (при достаточно больших фазовых сдвигах φ_2) с ростом нагрузки вторичное напряжение повышается.

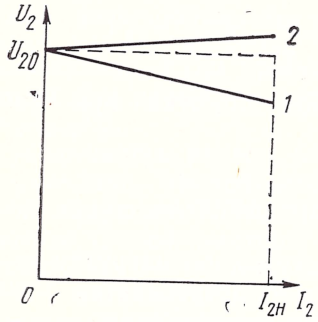

Рис. 1.19. Внешние характеристики трансформатора:
1 — при активно-индуктивной нагрузке; *2* — при активно-емкостной нагрузке

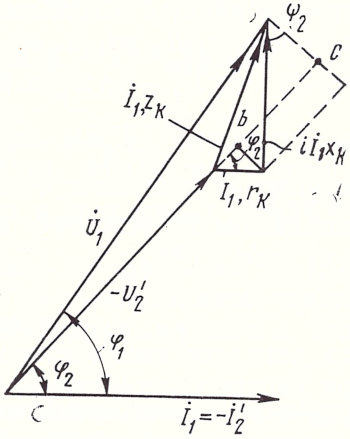

Рис. 1.20. Упрощенная диаграмма трансформатора

Отклонение величины U_2 от напряжения холостого хода U_{20} определяется изменением напряжения ΔU_2 (в %)

$$\Delta U_2 = [(U_{20} - U_2)/U_{20}]\,100 = [(U'_{20} - U'_2)/U'_{20}]\,100.$$

Величину ΔU_2 можно определить по диаграмме (рис. 1.20), построенной в предположении $I'_2 = I_1$, т. е. $I_0 = 0$, а следовательно, $U'_{20} \approx U_{1н}$ и

$$\Delta U_2 = \frac{U_{1н} - U'_2}{U_{1н}} 100.$$

Ввиду малости угла сдвига фаз между векторами $\dot{U}_{1н}$ и $\dot{U}'_2$ ($\varphi_1 - \varphi_2 \approx 0$) разность величин $\dot{U}_{1н}$ и $\dot{U}'_2$ практически равна разности между проекцией вектора $\dot{U}_{1н}$ на направление вектора $\dot{U}'_2$ (отрезком $\overline{Oc}$) и вектором $\dot{U}'_2$ (отрезком $\overline{Oa}$):

$$U_{1н} = U'_2 \approx \overline{Oc} - \overline{Oa} = \overline{ac}.$$

С другой стороны, согласно рис. 1.20

$$\overline{ac} = \overline{ab} + \overline{bc} = I_1 r_к \cos \varphi_2 + I_1 x_к \sin \varphi_2.$$

Следовательно,

$$\Delta U_2 = \left(\frac{I_1 r_к}{U_{1н}} \cos \varphi_2 + \frac{I_1 x_к}{U_{1н}} \sin \varphi_2 \right) 100. \qquad (1.19)$$

Умножая правую часть выражения (1.19) на $I_{1н}/I_{1н}$ и вводя обозначение $\beta = I_1/I_{1н} = I_2/I_{2н}$, можно записать

$$\Delta U_2 = \beta \Delta U_{2н} = \beta (U_a \cos \varphi_2 + U_x \sin \varphi_2). \qquad (1.20)$$

Из выражения (1.20) следует, что наибольшее значение ΔU_2 будет при таком характере нагрузки, когда $\varphi_2 = \varphi_к = \operatorname{arctg} U_x/U_a$.

Напряжение на зажимах вторичной обмотки при нагрузке $U_2 = U_{20}(1 - \Delta U_2/100)$.

1.9. КПД ТРАНСФОРМАТОРА

При работе трансформатора на какую-либо нагрузку из питающей сети помимо полезной мощности P_2 потребляется мощность, покрывающая потери в стали сердечника и в обмотках.

Потери в стали сердечника на гистерезис и на вихревые токи зависят от частоты тока питающей сети и от магнитной индукции. Так как при работе трансформатора частота тока сети и амплитуда магнитной индукции неизменны (при условии постоянства приложенного напряжения), то потери в стали являются постоянными, независящими от нагрузки трансформатора и равными потерям холостого хода, т. е. $P_{ст} = P_0$. Эти потери определяются из опыта холостого хода трансформатора.

Потери в обмотках зависят от тока (от нагрузки) и являются потерями переменными. Они пропорциональны квадрату тока, т. е. $P_{об} = \beta^2 P_{кн}$, где $P_{кн}$ — потери в обмотках при номинальном токе, определяемые из опыта короткого замыкания.

Активная мощность, выделяемая в нагрузке $P_2=\beta S_н \cos\varphi_2$, где $S_н=mU_{2н}I_{2н}$ — номинальная полная мощность трансформатора, ВА; m — число фаз трансформатора.

КПД трансформатора представляет собой отношение активной мощности, выделяемой в нагрузке к активной мощности, потребляемой им из сети,

$$\eta=\frac{P_2}{P_1}=\frac{P_2}{P_2+P_{ст}+P_{об}}=\frac{\beta S_н \cos\varphi_2}{\beta S_н \cos\varphi_2+P_0+\beta^2 P_{кн}}. \quad (1.21)$$

Выражение (1.21) позволяет определить η при любых значениях β и $\cos\varphi_2$, не нагружая трансформатор.

Из графиков рис. 1.21 следует, что зависимости $\eta=f(\beta)$ имеют максимум. Взяв из выражения (1.21) производную η по β и приравняв ее нулю, определим коэффициент нагрузки трансформатора β_{max}, соответствующий наибольшему значению кпд,

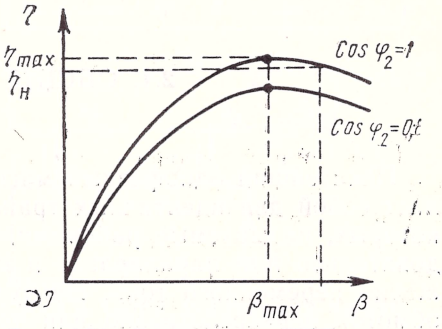

Рис. 1.21. Зависимость КПД трансформатора от нагрузки

$$[\beta S_н \cos\varphi_2+P_0+\beta^2 P_{кн}]-[S_н \cos\varphi_2+2\beta P_{кн}]\beta=0,$$

откуда

$$P_0-\beta_{max}P_{кн}=0 \quad и \quad \beta_{max}=\sqrt{P_0/P_{кн}}.$$

Следовательно, КПД трансформатора достигает максимального значения при равенстве постоянных и переменных потерь, т. е. при $P_0=\beta^2_{max}P_{кн}$.

Как указывалось ранее, постоянные потери — это потери в стали сердечника трансформатора, пропорциональные квадрату магнитной индукции. Потери переменные — это потери в проводах обмоток трансформатора, пропорциональные квадрату плотности тока.

Изменяя магнитную индукцию и плотность тока, можно варьировать соотношение постоянных и переменных потерь и тем самым изменять величину коэффициента нагрузки β_{max}, соответствующего наибольшему значению η.

Если трансформатор постоянно работает на номинальную нагрузку, то стремятся получить наибольший КПД при номинальном токе, т. е. при $\beta_{max}=1$, что является обычным для трансформаторов малой мощности. Если же трансформатор работает в режиме частых и значительных недогрузок (силовые, осветительные и другие трансформаторы), то целесообразно получить наибольший КПД при нагрузках, меньше номинальных, т. е. при $\beta_{max}<1$.

Магнитные усилители

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Простейший однофазный магнитный усилитель *(МУ)* представляет собой два идентичных трансформатора, первичные обмотки которых, называемые рабочими, соединяются между собой последовательно или параллельно и подключаются к источнику напряжения переменного тока. Нагрузка включается в цепь рабочих обмоток непосредственно или через выпрямительное устройство. Вторичные обмотки, называемые обмотками управления, соединяются последовательно и подключаются к источнику постоянного тока.

Первичные и вторичные обмотки трансформаторов включаются так, чтобы обеспечить насыщение сердечников в разные полупериоды изменения напряжения источника питания.

Принцип работы *МУ* заключается в том, что в течение части каждого из полупериодов изменения напряжения источника питания, пока ни один из сердечников не насыщен, ток в нагрузке мал (представляет, по существу, ток холостого хода трансформаторов), и практически все напряжение оказывается приложенным к рабочим обмоткам. В течение остальной части каждого из полупериодов, когда сердечники находятся в насыщении, практически все напряжение источника питания оказывается приложенным к нагрузке.

Благодаря такому периодическому возникновению и исчезновению большого сопротивления последовательно с нагрузкой, МУ работает как ключ, между источником питания и нагрузкой. Момент его замыкания может быть изменен выбором величины намагничивающей силы (НС) обмоток управления.

Рассмотрим рис. 2.1. Сердечник *МУ* изображается в схемах жирной прямой линией. В отличие от трансформаторов оси обмоток МУ располагаются на схеме перпендикулярно линии сердечника. Выпуклости в графических изображениях рабочих обмоток и обмоток управления направлены взаимно противоположно. Условные начала обмоток отмечаются точками. Направление НС обмо-

ток и пропорциональных им напряженностей принято изображать стрелками, параллельными линии сердечника. Если ток входит в вывод обмотки, отмеченный точкой, то стрелку необходимо направить в сторону рабочей обмотки.

Широкое применение *МУ* в электропитающих и измерительных устройствах и устройствах связи обусловлено такими достоинствами их, как высокая надежность; высокий коэффициент усиления (до 10^4—10^6), низкий порог чувствительности (до 10^{-14}—10^{-16} Вт); возможность работы от сетей переменного тока различной частоты (промышленной — 50 Гц, повышенной — 400 Гц и высокой — 10^3—10^5 Гц); конструктивная простота, сравнительная дешевизна и гальваническая развязка цепей управления и нагрузки.

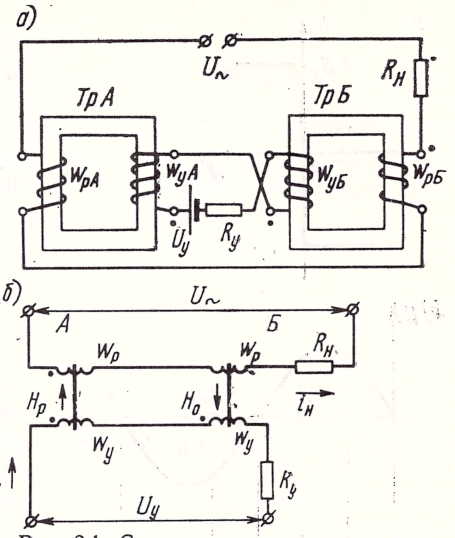

Рис. 2.1. Схема дроссельного магнитного усилителя (ДМУ):
а) принципиальная схема МУ при последовательном соединении рабочих обмоток и непосредственном включении нагрузки; *б*) условная электрическая схема замещения

В настоящее время известно большое количество различных схем и разновидностей МУ, которые можно разделить по следующим признакам:

1. По виду статической характеристики управления — на однотактные (нереверсивные) и двухтактные (реверсивные).

2. По способу осуществления обратной связи — на МУ с внешней, внутренней и смешанной обратной связью. При этом обратная связь может быть положительной или отрицательной, по току или по напряжению, магнитной или электрической, жесткой или гибкой.

3. По быстродействию — обычные и быстродействующие.

4. По способу включения нагрузки — на МУ с последовательным или параллельным относительно нагрузки включением рабочих обмоток.

5. По числу и конструкции сердечников в однотактной схеме.

2.2. ОДНОТАКТНЫЙ ДРОССЕЛЬНЫЙ *МУ*

Отличительной особенностью дроссельных *МУ* является отсутствие постоянной составляющей в токе рабочих обмоток (рис. 2.1*а*).

Рассмотрим работу такого *МУ* в установившемся режиме при следующих допущениях:

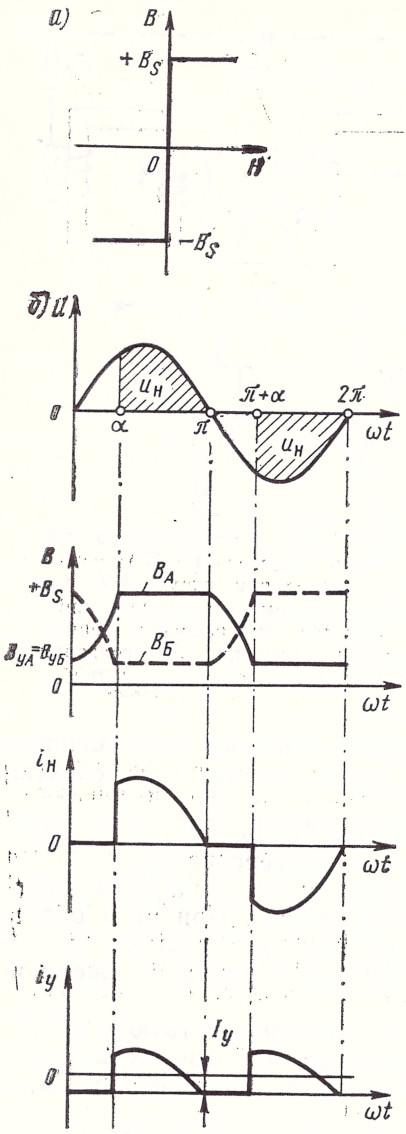

Рис. 2.2. К анализу работы ДМУ: *а*) идеализированная характеристика перемагничивания; *б*) временные характеристики u, b, $i_н$, $i_у = f(\omega t)$

1. Напряжение источника питания изменяется по синусоидальному закону $u_\sim = U_m \sin \omega t$.

2. Сердечники идентичны и имеют идеальную характеристику перемагничивания с индукцией насыщения $B = B_S$ (рис. 2.2*а*).

3. Индуктивности рассеяния обмоток $w_р$ и $w_у$ равны нулю.

4. Активные сопротивления рабочих обмоток равны нулю, а обмоток управления — $R_у$.

Пусть в интервале $0 \leqslant \omega t \leqslant \pi$ намагничивается сердечник A и размагничивается сердечник $Б$. В момент $t = 0$ индукция в сердечнике A равна $B_{уА}$, а в сердечнике $Б$ равна индукции насыщения B_S. Начиная с момента $t = 0$, оба сердечника не насыщены и индукция в них изменяется. В результате изменения магнитной индукции в сердечниках A и $Б$ в обмотках $w_р$ и $w_у$ будут индуцироваться ЭДС.

В течение первого полупериода, пока сердечник A еще не насыщен (интервал возбуждается), для цепи управления справедливо следующее уравнение:

$$w_у S \frac{dB_А}{dt} + w_у S \frac{dB_Б}{dt} + i_у R_у = U_у, \qquad (2.1)$$

где S — поперечное сечение стержней сердечников A и $Б$ ($S_А = S_Б = S$), $B_А$, $B_Б$ — индукция в сердечниках A и $Б$.

В установившемся режиме работы *МУ* величины $B_{уА}$ и $B_{уБ}$ не изменяются $B_{уА\omega t=0} = B_{уА\omega t=2\pi}$ и $B_{уБ\,\omega t=0} = B_{уБ\,\omega t=2\pi}$. Поэтому интегралы в пределах $0 \leqslant \omega t \leqslant 2\pi$ от первых двух слагаемых выражения (2.1) обращаются в нуль. Следовательно,

$$U_у = \frac{R_у}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_у(\omega t)\, d\omega t = I_у R_у,$$

где $I_у$ — среднее значение тока в цепи управления.

Поэтому выражение (2.1) для переменных составляющих можно записать как

$$w_y S \frac{dB_A}{dt} + w_y S \frac{dB_Б}{dt} + (i_y - I_y) R_y = 0.$$

Рассмотрим случай, когда сопротивление R_y настолько мало, что можно пренебречь падением напряжения на нем, т. е. $(i_y - I_y)R_y = 0$. Тогда для переменных составляющих имеем

$$w_y S \frac{dB_A}{dt} + w_y S \frac{dB_Б}{dt} = 0$$

и

$$\frac{dB_A}{dt} = -\frac{dB_Б}{dt}. \qquad (2.2)$$

Следовательно, при $R_y = 0$ сумма магнитных потоков в сердечниках A и $Б$ постоянна, а изменение их в каждом из сердечников одинаковы, но противоположны по знаку. Поэтому и ЭДС, индуцируемые в обмотках управления, равны по величине, но противоположны по знаку. Кроме того, если магнитный поток в одном из сердечников остается постоянным $(dB/dt = 0)$, то и в другом сердечнике в течение того же интервала времени поток также будет постоянен.

В интервале возбуждения для рабочей цепи справедливо следующее уравнение равновесия ЭДС:

$$w_p S \frac{dB_A}{dt} - w_p S \frac{dB_Б}{dt} + R_н i_н = U_m \sin \omega t. \qquad (2.3)$$

В интервале возбуждения (при идеальной характеристике перемагничивания сердечников) ток в цепи нагрузки

$$i_н = i_{pA} = -i_{pБ} = \frac{(H_A - H_Б)\, l}{2w_p} = 0, \qquad (2.4)$$

где $H_A = (i_н w_p + i_y w_y)/l$ — напряженность магнитного поля в сердечнике A; $H_Б = (-i_н w_p + i_y w_y)/l$ — напряженность магнитного поля в сердечнике $Б$; l — средняя длина магнитной силовой линии.

Интегрируя (2.3) с учетом равенства (2.2) и $i_н = 0$ и нулевых начальных условиях $B_{A\,t=0} = B_{yA}$; $B_{Б\,t=0} = B_S$, можно получить закон изменения магнитной индукции в каждом из сердечников:

$$B_A = B_{yA} + B_m(1 - \cos \omega t), \qquad (2.5)$$

$$B_Б = B_S - B_m(1 - \cos \omega t), \qquad (2.6)$$

где $B_m = U_m/(2\omega w_p S)$ — амплитудное значение магнитной индукции в сердечниках при последовательном соединении рабочих обмоток.

В момент $t = \alpha/\omega$ магнитная индукция в сердечнике A достигает значения индукции насыщения, и дальнейшее изменение индукции прекращается.

Из ур-ния (2.5) при $B_A = B_S$ величина угла насыщения

$$\alpha = \arccos\left[1 - (B_S - B_{yA})/B_m\right]. \qquad (2.7)$$

Из (2.5) и (2.6) при $\omega t = \alpha$ следует, что $B_{yA} = B_{yБ}$ и в соответствии с равенством (2.2) изменение магнитной индукции в сердечнике *Б* до момента $t = \pi/\omega$ прекращается (рис. 2.2*б*).

После насыщения сердечника ни в одной из обмоток трансформатора *А* ЭДС не индуцируется. Поэтому обмотка управления трансформатора *Б* окажется замкнутой только на сопротивление $R_y = 0$. Следовательно, трансформатор *Б* окажется в режиме короткого замыкания, и в его обмотках ЭДС также не индуктируются в соответствии с равенством (2.2).

Все напряжение источника питания прикладывается к нагрузке. Мгновенное значение тока нагрузки и рабочих обмоток на интервале $\alpha \leqslant \omega t \leqslant \pi$,

$$i_p = i_н = (U_m/R_н)\sin\omega t. \qquad (2.8)$$

Интегрируя (2.8) в пределах от α до π, найдем среднее значение тока нагрузки

$$I_{н0} = \frac{U_m}{\pi R_н}(1 + \cos\alpha) = \frac{U_m}{\pi R_н}\left(2 - \frac{B_S - B_{yA}}{B_m}\right). \qquad (2.9)$$

В течение интервала насыщения насыщен сердечник *А*, но не сердечник *Б*. Трансформатор *Б* работает как трансформатор тока с рабочей обмоткой в качестве первичной и обмоткой управления в качестве вторичной. На основании уравнения равновесия намагничивающих сил на интервале насыщения для трансформатора *Б* можно записать

$$H_Б = 0 = -i_{pБ} w_p/l + i_y w_y/l = i_н w_p/l + i_y w_y/l. \qquad (2.10)$$

Среднее за полупериод значение тока управления будет согласно (2.10) пропорционально $I_{н0}$

$$I_y = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} i_y\, d\omega t = \frac{w_p}{w_y}\frac{1}{\pi}\cdot\int_{\alpha}^{\pi}|i_н(\omega t)|\, d\omega t = \frac{w_p}{w_y} I_{н0}. \qquad (2.11)$$

Начиная с момента $t = \pi/\omega$, индукция в сердечнике *А* будет уменьшаться от B_S до B_{yA}, а в сердечнике *Б* увеличиваться от $B_{yБ} = B_{yA}$ до B_S.

В момент $t = (\alpha + \pi)/\omega$ магнитная индукция в сердечнике *Б* достигает значения насыщения. Для интервала насыщения $\alpha + \pi \leqslant \omega t \leqslant 2\pi$ можно записать

$$H_A = 0 = -i_{pA} w_p/l + i_y w_y/l = i_н w_p/l + i_y w_y/l.$$

Следовательно, для интервала насыщения сердечника *Б* также справедливо соотношение (2.11), являющееся основным уравнением рассматриваемого дроссельного *МУ*.

Так как в интервале насыщения ток в рабочих обмотках намного больше, чем в интервале возбуждения, то соотношение

(2.11) с достаточно высокой степенью точности соблюдается и для дроссельных МУ, выполненных на реальных сердечниках, что оправдывает принятую идеализацию характеристик перемагничивания.

Зависимость $I_{н0}=f(I_у)$ называется характеристикой управления, проходной характеристикой или характеристикой вход—выход. Обычно эта характеристика строится в относительных единицах. На рис. 2.3 показана проходная характеристика *МУ*, построенная в соответствии с ур-нием (2.11).

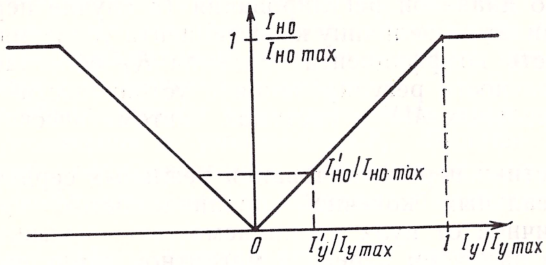

Рис. 2.3. Характеристики управления (проходные характеристики) дроссельного *МУ* на идеальных сердечниках

Максимальное значение тока нагрузки $I_{н0m}$ определяется из ур-ния (2.9) при $\alpha=0$

$$I_{н0max}=2U_m/\pi R_н;\quad I_{уm}=I_{н0m}\frac{w_р}{w_у}. \tag{2.9а}$$

Наклон характеристики управления на линейном участке определяет коэффициент усиления по току K_I, который согласно (2.11) зависит только от отношения чисел витков обмоток,

$$K_1=dI_{н0}/dI_у=I_{н0}/I_у=w_у/w_р.$$

При $B_m\leqslant B_S$ характеристика управления выходит из начала координат. Если $B_m>B_S$ (перенасыщенный *МУ*), то магнитная индукция сердечника *Б* достигает значения индукции насыщения не в момент $t=0$, а в некоторый момент $t=\beta/\omega>0$, точно также в сердечнике *А* индукция достигает значения B_S не в момент $t=\pi/\omega$, а в момент $t=(\pi+\beta)/\omega$. Так как в этом случае $B_{уБ}=+B_m$, то из (2.6) при $B_Б=B_S$ получаем $\beta=\arccos[B_S/B_m]$.

В интервале $0\leqslant t\leqslant\beta/\omega$ и $\pi/\omega\leqslant t\leqslant(\pi+\beta)/\omega$ оба сердечника насыщены и ток нагрузки уже не зависит от величины тока управления, а определяется величиной напряжения источника питания и сопротивлением цепи нагрузки (рис. 2.3). Среднее значение тока нагрузки на этих интервалах

$$I'_{н0}=\frac{1}{\pi}\int_0^\beta\frac{U_m\sin\omega t}{R_н+R_р}\,d\omega t=\frac{U_m}{\pi R_н}(1-\cos\beta)\ \text{и}$$

$$I'_{н0}/I_{н0m}=0{,}5\,(1-B_S/B_m).$$

Минимальному току нагрузки $I'_{н0}$ соответствует ток управления $I'_у = I'_{н0} w_р/w_у$. Как видно из рис. 2.3, перенасыщение *МУ* сужает диапазон регулирования тока нагрузки.

Достоинством рассматриваемых дроссельных *МУ* является линейность характеристики управления и малая чувствительность коэффициента усиления по току к изменению напряжения питания, частоты сети, сопротивления нагрузки и свойств материала магнитопровода.

Изменение напряжения сети и частоты изменяет величину B_m и соответственно диапазон регулирования (в случае перенасыщения *МУ*), но не влияет на величину коэффициента усиления.

Стабильность коэффициента усиления K_I облегчает обеспечение условий точности регулирования и устойчивости при использовании дроссельных *МУ* в системах автоматического регулирования.

Характеристики перемагничивания реальных сердечников отличаются от идеальных конечной проницаемостью ненасыщенных участков, отличной от нуля проницаемостью, насыщенных участков ($\mu_S > 0$) и наличием перегиба магнитной характеристики. Различие в характеристиках $B = f(H)$ вызывает расхождение и в проходных характеристиках *МУ* на реальных и идеальных сердечниках.

Рассмотрим рис. 2.4, в отличие от идеального *МУ* в *МУ* на реальных сердечниках ток нагрузки при $I_у = 0$ отличен от нуля. По-

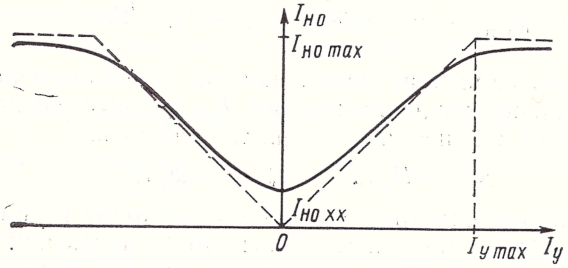

Рис. 2.4. Характеристики управления дроссельного *МУ* на сердечниках:
———— — реальных; — — — — — идеальных

этому до точки пересечения проходных характеристик $I_{н0} > I_у(w_у/w_р)$. Величина $I_{н0xx}$ (ток холостого хода) может быть определена по кривой намагничивания сердечника, снятой на переменном токе при $B = B_m$. В точке пересечения проходных характеристик наблюдается равенство намагничивающих сил обмоток $w_р$ и $w_у$, так как индукция в сердечниках при этом изменяется от $-B_S$ до $+B_S$, и среднее за период значение намагничивающего тока равно нулю.

За точкой пересечения характеристик магнитная индукция в сердечниках достигает значений, больших индукции насыщения, поэтому равенство намагничивающих сил $w_р$ и $w_у$ снова нарушает-

ся, так как появляются интервалы одновременного насыщения сердечников. При этом $I_{н0} < I_{ут}(w_у/w_р)$, так обмотки $w_р$ обладают не только активным $R_р$ сопротивлением, но и индуктивным x_S при насыщении сердечника ($\mu_S > 0$). При больших значениях тока управления магнитная индукция в сердечниках не достигает значений, меньших B_S. Наклон проходной характеристики при этом обусловлен зависимостью средней проницаемости насыщенного участка кривой намагничивания μ_S от величины подмагничивающего поля, что изменяет x_S и $I_{н0}$. Рабочим участком проходной характеристики является участок до точки пересечения (см. рис. 2.4).

Перегиб кривой намагничивания не изменяет принцип работы *МУ*, но ухудшает его ключевые свойства.

Гистерезис обусловливает неоднозначность проходной характеристики при увеличении и уменьшении $I_у$. Однако это явление можно устранить, если магнитную индукцию переменного магнитного поля B_m выбирать большей индукции насыщения (перенасыщенный МУ).

При анализе работы дроссельного *МУ* предполагалось $R_у = 0$. Однако полученные выше результаты остаются справедливыми и при значениях $R_у$, больших нуля, если выполняется следующее неравенство [6—8]:

$$R_{экв}/R_н < 1, \qquad (2.12)$$

где $R_{экв}$ — эквивалентное приведенное сопротивление обмоток *МУ* (всех кроме рабочих), отнесенное к рабочей обмотке:

$$R_{экв} = \frac{1}{\sum_{K=1}^{n} \frac{1}{R_к} \left(\frac{w_к}{w_р}\right)^2}.$$

Для дроссельных *МУ*, выполняющих функции усилителей мощности, условие (2.12) всегда выполняется.

При параллельном соединении рабочих обмоток дроссельного *МУ* для любого значения сопротивления цепи управления (при любом $R_{экв}$) рассмотренный выше принцип работы и основные соотношения остаются в силе, так как при насыщении одного из сердечников рабочая обмотка другого трансформатора оказывается закороченной. При этом ток, протекающий через обмотки, обратно пропорционален сопротивлениям обмоток. Активное сопротивление рабочей обмотки ненасыщенного трансформатора равно сумме $R_р$ и $R_{экв}$. Для того чтобы полученные выше соотношения были справедливыми и при параллельном соединении $w_р$, необходимо в них число витков $w_р$ заменить на $\frac{1}{2} w_р$. Недостатком дроссельных *МУ* с параллельными $w_р$ является их большая инерционность, обусловленная наличием короткозамкнутого контура, образованного рабочими обмотками.

2.3. КОМПЕНСАЦИЯ НС ОБМОТКИ УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В *МУ*

В некоторых случаях применения *МУ* необходимо изменение знака управляющего сигнала. В рассмотренном выше *МУ* увеличение тока управления уменьшает угол насыщения и приводит к увеличению тока нагрузки (рис. 2.4).

Для изменения знака воздействия управляющего сигнала в *МУ* вводится дополнительная обмотка, называемая компенсационной $w_к$. Если НС, создаваемая компенсационной обмоткой, больше по величине НС обмотки управления и направлена встречно последней, то при положительном приращении $I_у$ результирующая намагничивающая сила $F_р=F_к—F_у$ будет уменьшаться, что уменьшит ток нагрузки (рис. 2.5, кривая *1*).

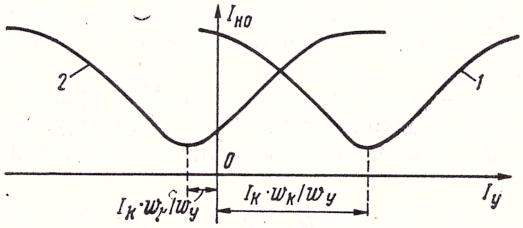

Рис. 2.5. Характеристики управления дроссельного *МУ* с компенсационной обмоткой (обмоткой смещения)

НС компенсационной обмотки может быть направлена и согласно с $F_у$ в этом случае ее назначение заключается в выводе рабочей точки *МУ* на линейный участок проходной характеристики (рис. 2.5, кривая *2*). В этом случае уже не требуется пропускать дополнительный ток по обмотке управления для вывода рабочей точки на линейный участок. Это повышает чувствительность *МУ* (увеличивается коэффициент усиления). Компенсационную обмотку часто называют обмоткой смещения.

Коэффициент усиления по току *МУ* определяется отношением чисел витков обмотки управления и рабочей. Коэффициент усиления по мощности $K_р$ также определяется отношением чисел витков

$$K_р = dP_н/dP_у = K_I^2 R_н/R_у = K^2_U R_у/R_н,$$

где $K_U=\Delta U_н/\Delta U_у$ — коэффициент усиления по напряжению.

Повышение коэффициентов усиления может быть обеспечено увеличением числа витков обмотки управления $w_у$. Однако при этом будет увеличиваться и ЭДС, индуцируемая в этой обмотке, что может оказаться опасным для ее изоляции. Кроме того, увеличение $w_у$ повышает инерционность *МУ*.

Поэтому для увеличения коэффициента усиления в *МУ* вводится положительная ОС. В дроссельных *МУ* ОС осуществляется введением дополнительной обмотки (обмотка ОС), включенной последовательно с рабочими обмотками через выпрямитель (рис.

2.6) для того, чтобы ток в этой обмотке не изменял направления. Обмоткой ОС создается намагничивающая сила $F_{ос}$, равная произведению среднего значения тока нагрузки $I_{но}$ на число витков этой обмотки $W_{ос}$. При положительной обратной связи $F_{ос}$ направлена согласно с $F_у$.

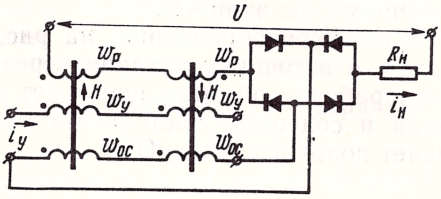

Рис. 2.6. Схема введения внешней ОС в дроссельный *МУ*

Как видно из рис. 2.7 для обеспечения тока нагрузки, равного *СД*, в случае отсутствия обратной связи требуется АС ампервитков управления. При наличии ОС ее обмотка создает число ампервитков, равное величине *AB* ампервитков управления. Следовательно, для получения тока нагрузки равного *СД* требуется уже не *AC*, а *BC=AC—AB* ампервитков управления. Поэтому для определения числа ампервитков управления, необходимых для обеспечения требуемой величины тока нагрузки, характеристику $F_{ос}=f(I_{но})$ можно рассматривать как новую ось ординат, т. е. повернуть характеристику управления на угол φ против часовой стрелки (рис. 2.7). Построенная таким образом характеристика управления показана на рис. 2.8.

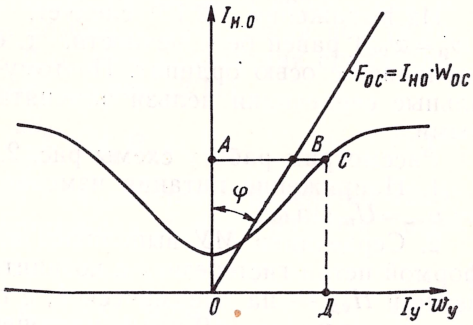

Рис. 2.7. Характеристики управления дроссельного *МУ*

Коэффициент усиления по току при наличии внешней ОС может быть записан для идеального *МУ* как

$$K_{I\,ос} = K_I\, w_р/(w_р - w_{ос}). \qquad (2.13)$$

Положительная обратная связь в *МУ* может быть обеспечена без применения специальной обмотки обратной связи включением вентилей последовательно с рабочими обмотками.

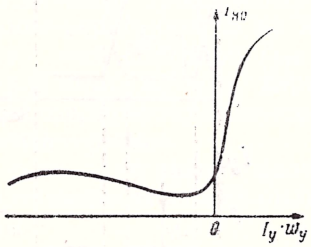

Рис. 2.8. Характеристика управления дроссельного *МУ* с ОС

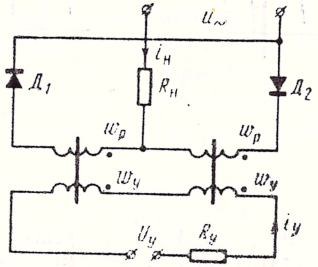

Рис. 2.9. Схема *МУ* с внутренней ОС

При этом сами рабочие обмотки могут быть включены только параллельно. Такие *МУ*, в отличие от ранее рассмотренных дроссельных, называются *МУ* с внутренней обратной связью или *МУ* с самоподмагничиванием.

В схеме, изображенной на рис. 2.9, рабочие обмотки подключаются к источнику питания через вентили $Д_1$ и $Д_2$. Поэтому ток через рабочие обмотки протекает только в течение половины периода и содержит постоянную составляющую, которая и обеспечивает положительную ОС.

2.4. *МУ* С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Из выражения (2.13) следует, что K_I *МУ* с внутренней ОС ($w_р = w_{ос}$) равен бесконечности, т. е. характеристика управления совпадает с осью ординат. Поэтому для *МУ* с внутренней ОС реальные сердечники нельзя заменять идеальными безгистерезисными.

Рассмотрим работу схемы рис. 2.9 при следующих допущениях:

1. Напряжение питания изменяется по синусоидальному закону $u_\sim = U_m \sin \omega t$.

2. Сердечники *МУ* выполнены из материала с прямоугольной формой петли гистерезиса с коэрцитивной силой $H_с$ на статической петле и $H_{сд}$ — на динамической, с постоянной величиной $\mu = \mu_д$ до насыщения и $\mu = \mu_S = 0$ после насыщения. Этому соответствует статическая и динамическая петли гистерезиса, представленные на рис. 2.10*а* в координатах *BH* соответственно сплошными и пунктирными тонкими линиями.

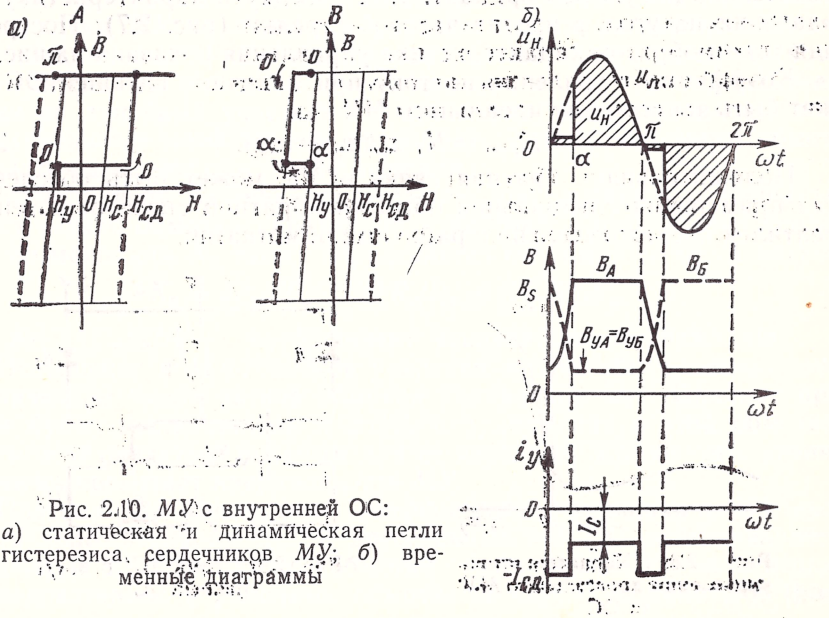

Рис. 2.10. *МУ* с внутренней ОС:
а) статическая и динамическая петли гистерезиса сердечников *МУ*; *б*) временные диаграммы

3. Вентили $Д_1$ и $Д_2$ имеют бесконечно большое обратное и нулевое прямое сопротивления.

4. Активное сопротивление и индуктивность рассеяния рабочих обмоток равны нулю.

Пусть $0 \leqslant \omega t \leqslant \pi$ является рабочим полупериодом сердечника $А$ (вентиль $Д_1$ открыт), его индукция в начале полупериода (определяется напряженностью поля управляющего сигнала $H_у = I_у \frac{w_у}{l}$) на статической петле гистерезиса равна $B_{уА}$, а в сердечнике $Б$ равна индукции насыщения.

В интервале возбуждения сердечника $А$, пока он не насыщен, в результате изменения индукции в его обмотке управления индуцируется ЭДС, которая суммируется с напряжением сигнала управления и прикладывается к обмотке управления сердечника $Б$. В результате в сердечнике $Б$ его обмоткой управления возбуждается переменное магнитное поле. Для цепи управления справедливо соотношение, совпадающее с выражением (2.11)

$$w_у S \frac{dB_А}{dt} + w_у S \frac{dB_Б}{dt} + i_у R_у = U_у. \qquad (2.14)$$

При условии, что $R_у \to 0$ также выполняется и равенство (2.2).

На интервале возбуждения сердечника $А$ для рабочей цепи справедливо уравнение

$$w_р S \frac{dB_А}{dt} + R_н i_{н\,хх} = U_m \sin \omega t, \qquad (2.15)$$

в котором, как правило, можно пренебречь величиной намагничивающего тока $i_{н\,хх}$, определяемой как

$$i_{н\,хх} = \frac{H_{сд} l}{w_р} + \frac{B_А}{\mu_д \mu_0} + i_у \frac{w_у}{w_р}. \qquad (2.16)$$

Тогда, интегрируя (2.15) с учетом (2.2) и $i_{нхх} = 0$, получим выражения для закона изменения индукции в сердечниках, совпадающие с (2.5) и (2.6):

$$B_А = B_{уА} + B_m (1 - \cos \omega t),$$

$$B_Б = B_S - B_m (1 - \cos \omega t),$$

где $B_m = U_m / (\omega w_р S)$.

В отличие от дроссельных $МУ$ в рассматриваемом $МУ$ перемагничивание сердечника $Б$ на интервале возбуждения осуществляется не рабочей обмоткой ($i_{рБ} = 0$), а обмоткой управления. Для интервала возбуждения характерно быстрое перемагничивание сердечников, поэтому индукция в них изменяется по динамическим петлям гистерезиса.

На основании закона полного тока для сердечника $Б$ на интервале возбуждения может быть определен ток управления

$$H_Б = -H_{сД} + \frac{B_Б}{\mu_д \mu_0} = \frac{i_у w_у}{l},$$

$$i_y = -\frac{l}{w_y}\left[H_{cД} - \frac{B_Б}{\mu_Д \mu_0}\right].$$

Если положить $\mu_Д = \infty$, то на интервале возбуждения ток управления будет неизменным

$$i_y = -\frac{l}{w_y} H_{cД} = -I_{cД} = \text{const}. \qquad (2.17)$$

В момент $t = \alpha/\omega$ индукция в сердечнике $А$ достигает значения B_S и в дальнейшем не изменяется. В обмотках трансформатора $А$ ЭДС не индуцируется. Поэтому величина индукции в сердечнике $Б$ будет определяться напряженностью управляющего сигнала на статической петле гистерезиса. На основании закона полного тока для сердечника $Б$ на интервале насыщения можно определить величину i_y

$$H_Б = -H_c + B_Б/\mu_Д \mu_0 = i_y w_y/l,$$

$$i_y = -\frac{l}{w_y}\left[H_c - \frac{B_Б}{\mu_Д \mu_0}\right].$$

При $\mu_Д = \infty$

$$i_y = -(l/w_y) H_c = -I_c = \text{const}. \qquad (2.18)$$

В отличие от дроссельных *МУ* на интервале насыщения сердечника $А$ рабочая обмотка сердечника $Б$ отключена вентилем $Д_2$ от источника питания. Поэтому ток из рабочей цепи уже не будет трансформироваться в цепь управления, т. е. полностью устраняется отрицательная ОС характерная для дроссельных *МУ*.

Выражения для угла насыщения, мгновенного и среднего значений тока нагрузки совпадают с соответствующими выражениями для дроссельных *МУ*.

Среднее значение тока управления в интервале $0 \leqslant \omega t \leqslant \pi$ в соответствии с выражениями (2.17) и (2.18)

$$I_y = \frac{1}{\pi}\left[\int_0^{\alpha}(-I_{cД})\, d\omega t + \int_{\alpha}^{\pi}(-I_c)\, d\omega t\right] = -I_c\left[1 + \frac{\alpha}{\pi}(H_{cД}/H_c - 1)\right],$$

откуда

$$\alpha = \pi \frac{1 + I_y/I_c}{H_{cД}/H_c - 1}. \qquad (2.19)$$

Относительная величина среднего значения тока нагрузки в соответствии с выражениями (2.9), (2.9а) и (2.19) (без учета намагничивающего тока $I_{н0xx}$) может быть представлена в виде

$$\frac{I_{н\,0}}{I_{н\,0\,max}} = \frac{1}{2}\left(1 + \cos \pi \frac{1 + I_y/I_c}{H_{cД}/H_c - 1}\right). \qquad (2.20)$$

Выражение (2.20) справедливо при $-I_{cД} \leqslant I_y \leqslant -I_c$. Действительно, при $I_y > -I_c$ установившееся значение магнитной индук-

ции равно индукции насыщения, т. е. сердечники находятся в насыщении в течение всего периода, поэтому ток нагрузки равен максимальному значению. Минимальное значение тока нагрузки имеет место при $I_у = -I_{сд}$.

Из выражения (2.16) для намагничивающего тока с учетом соотношения (2.17) при $\mu_д = \infty$ имеем

$$i_{н\,хх} = 2\,H_{сд}\,(l/w_р).$$

Среднее за полупериод значение намагничивающего тока зависит от величины угла насыщения

$$I_{н\,0\,хх} = 2\,(\alpha/\pi)\,H_{сд}\,(l/w_р). \qquad (2.21)$$

Подставляя в выражение (2.21) $\alpha = \pi$, найдем минимальное значение тока нагрузки

$$I_{н\,0\,min} = 2\,(H_{сд}\,l/w_р) = 2\,I_{сд}. \qquad (2.22)$$

Выражения (2.20) и (2.22) определяют характеристику управления *МУ* с внутренней ОС.

Характеристика управления *МУ* на реальных середечниках отличается от идеальной (рис. 2.11). На рис. 2.12 представлена экс-

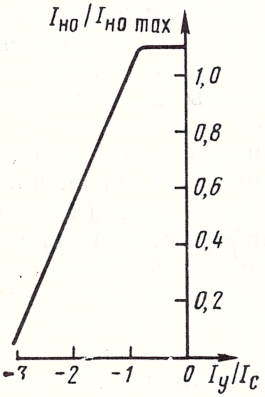

Рис. 2.11. Характеристика управления *МУ* с внутренней обратной связью ($H_{сд}/H_с = 3$ и $2H_{сд}\,l/W_р I_{но\,min} = 0{,}7$).

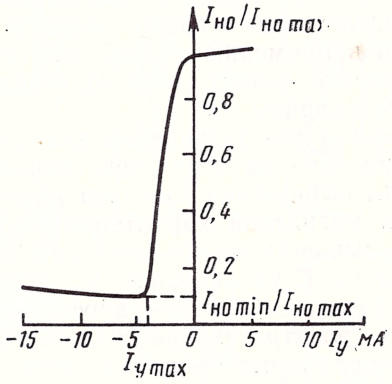

Рис. 2.12. Экспериментальная характеристика *МУ* с внутренней обратной связью

периментальная характеристика управления *МУ*, выполненного на сердечниках из железоникелевого сплава 50НП. Наиболее существенное отличие характеристик рис. 2.11 и рис. 2.12 заключается в том, что ток нагрузки меньше $I_{но\,max}$ в отсутствие входного сигнала. Это объясняется тем, что рабочие обмотки обладают как активным, так и индуктивным сопротивлением при насыщении сердечников ($\mu_S > 0$).

Если обозначить кратность изменения тока нагрузки через $K_т = I_{н0\,max}/I_{н0\,min}$, то средний коэффициент усиления по току для всей характеристики в интервале $0 \geqslant I_у \geqslant -I_{у\,max}$

$$K_1 = \frac{I_{н\,0\,max} - I_{н\,0\,min}}{I_{у\,max}} = \frac{2(K_т - 1)w_у}{1 - (H_с/H_д)w_р} \gg \frac{w_у}{w_р}.$$

В дроссельных *МУ* с внешней ОС можно получить значения коэффициентов усиления по току и по мощности равными соответствующим коэффициентам *МУ* с внутренней ОС. Однако при этом габариты дроссельных *МУ* будут больше, из-за дополнительной обмотки ОС, что является их недостатком.

При $I_у < -I_{у\,max}$ (рис. 2.12) коэффициент усиления по току равен величине коэффициента усиления по току дроссельного *МУ*. Так как при $t=0$, $B_А = -B_S$, а $B_Б = B_{уБ}$ и первым будет достигать насыщения сердечник *Б*, а из рабочей цепи ненасыщенного сердечника *А* в цепь управления будет трансформироваться ток $i_у \approx i_н(w_р/w_у)$. Рабочим участком *МУ* с внутренней ОС является участок, соответствующий интервалу изменения тока управления $0 \geqslant I_у \geqslant -I_{у\,max}$.

2.5. УСТРОЙСТВО *МУ*

В конструктивном отношении *МУ* отличаются друг от друга типом сердечников и расположением обмоток. Для изготовления сердечников применяются горячекатаные и холоднокатаные электротехнические стали, железоникелевые сплавы и марганцево-магниевые ферриты.

Обычно для устранения влияния изменения напряжения источника питания на характеристики *МУ* амплитуда магнитной индукции B_m выбирается меньшей индукции насыщения (в области перегиба магнитной характеристики). Наибольшее значение индукции насыщения имеют электротехнические стали, особенно холоднокатаная. С увеличением B_m габариты и масса *МУ* уменьшаются. Поэтому сердечники дроссельных *МУ*, как правило, выполняются из электротехнических сталей тех же марок, что и сердечники трансформаторов, так как в дроссельных *МУ* магнитные свойства сердечников незначительно влияют на характеристику управления. Коэффициент усиления по току и по мощности *МУ* с внутренней ОС зависит от ширины динамической и статической петли гистерезиса, а также от степени ее прямоугольности.

Железоникелевые сплавы отличаются от электротехнической стали меньшей коэрцитивной силой и большей магнитной проницаемостью на линейном участке кривой намагничивания. Поэтому *МУ* с внутренней обратной связью на сердечниках из железоникелевых сплавов (50НП, 65НП, 34НКМП, 79НМ, 80НХС и 76НХД) обладают более линейной характеристикой управления и большим коэффициентом усиления по мощности по сравнению с аналогичными *МУ* на сердечниках из электротехнической стали. Преимущества сердечников из железоникелевых сплавов особенно замет-

ны в диапазоне малых и средних мощностей (1—100 Вт при частоте 50 Гц). При больших мощностях различия в характеристиках *МУ* на сердечниках из железоникелевых сплавов и холоднокатаной стали в известной мере сглаживаются и становится существенной разница в стоимости, габаритах и массе сердечников. Индукция насыщения железоникелевых сплавов составляет (1,10—1,30)*Т*. Поэтому в *МУ* на большие мощности стараются не применять сердечников из железоникелевых сплавов.

Отличительными особенностями марганцево-магниевых ферритов является прямоугольность петли гистерезиса с малой коэрцитивной силой, низкая индукция насыщения и высокое электрическое сопротивление, почти полностью устраняющее вихревые токи. Поэтому *МУ* на сердечниках из ферритов применяются при малых мощностях и высоких частотах.

В зависимости от конфигурации сердечника *МУ* могут быть броневыми, стержневыми и тороидальными. Наличие немагнитного зазора в сердечниках *МУ* уменьшает коэффициент усиления и увеличивает намагничивающий ток. Поэтому для улучшения характеристик *МУ* сердечники желательно выполнять неразрезными. *МУ* малой и средней мощности выполняются тороидальными.

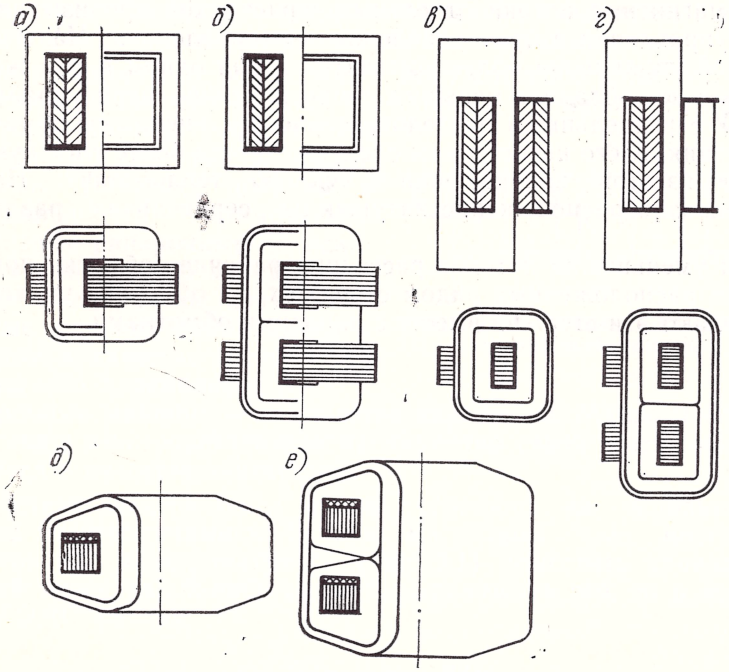

Рис. 2.13. Расположение катушек на магнитопроводах различных типов:

а) Ш-образный с отдельной w_y; *б*) Ш-образный с общей w_y;
в) П-образный с отдельной w_y; *г*) П-образный с общей w_y;
д) тороидальный с отдельной w_y; *е*) тороидальный с общей w_y

Ленточные сердечники тороидального типа изготавливаются из холоднокатаной стали или железоникелевых сплавов. Ферритовые сердечники выполняются в виде монолитных тороидов прямоугольного сечения. Недостаток таких сердечников — сложная технология намотки катушки.

При средних и больших мощностях применяют ленточные разрезные сердечники из холоднокатаной стали стержневого и броневого типа, а также сердечники броневого типа из штампованных Ш-образных пластин горячекатаной стали и П-образных пластин холоднокатаной стали.

Как правило, *МУ* выполняются на двух сердечниках, так как они позволяют работать при малом сопротивлении цепи управления, что обеспечивает высокий коэффициент усиления по мощности.

В *МУ* с одним сердечником, в цепь управления для ограничения переменной составляющей тока необходимо включать большое активное или индуктивное сопротивление.

На каждом из сердечников располагается своя рабочая обмотка. Обмотка управления может быть индивидуальной для каждого сердечника или общей для двух. В последнем случае полярность включения рабочих обмоток отдельных сердечников выбирается так, чтобы магнитные потоки отдельных сердечников пронизывали обмотку управления в противоположных направлениях. *МУ* с общей обмоткой управления более компактен и при одном и том же числе витков w_y обладает меньшим сопротивлением цепи управления, чем *МУ* с раздельными последовательно соединенными обмотками управления. К его недостаткам следует отнести более сложную технологию изготовления катушки и худшую теплоотдачу. На рис. 2.13 показано расположение катушек на сердечниках различных типов.

Для уменьшения потоков рассеяния рабочие обмотки помещаются на расположенных рядом стержнях, а обмотки управления охватывают эти стержни вместе с рабочими обмотками.

Асинхронные машины

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

Электрические машины преобразуют механическую энергию в электрическую или электрическую в механическую. Машина, преобразующая механическую энергию в электрическую, называется генератором. Преобразование электрической энергии в механическую осуществляется двигателями. Электрические машины могут быть использованы как в качестве генератора, так и в качестве двигателя. Свойство электрической машины изменять свои преобразующие функции называется обратимостью машины.

В зависимости от рода тока, в цепи которого работает электрическая машина, они делятся на машины постоянного и переменного тока. Последние могут быть как однофазными, так и многофазными. Наиболее широко в промышленности применяются трехфазные синхронные и асинхронные машины. В электроустановках предприятий связи синхронные машины применяются в основном в качестве генераторов трехфазного переменного тока, а асинхронные машины — в качестве двигателей. Машины постоянного тока в электроустановках предприятий связи в основном применяются в качестве двигателей.

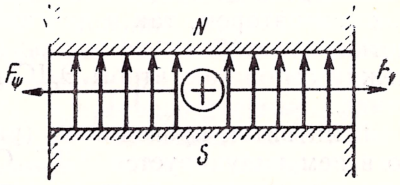

Рис. 3.1. К принципу действия электрической машины

Действие электрических машин основано на использовании законов электродинамики. Если в магнитном поле постоянных магнитов или электромагнитов (рис. 3.1) поместить проводник и под действием какой-либо силы F_1 перемещать его, то в нем возникает ЭДС, равная

$$e = Blv\sin\alpha = Blv,$$

где B — магнитная индукция в месте, где находится проводник; l — активная длина проводника (та его часть, которая находится в магнитном поле); v — скорость перемещения проводника в маг-

нитном поле; α — угол между векторами максимума магнитной индукции и скорости перемещения проводника (в рассматриваемом случае $\sin\alpha=1$).

Направление ЭДС, индуцируемой в проводнике, определяется по правилу правой руки.

Если этот проводник включить в замкнутую цепь, то под действием ЭДС потечет ток. В результате взаимодействия тока i в проводнике с магнитным полем полюсов возникает электромагнитная сила $F_\psi = Bil$, направление которой определяется по правилу левой руки, т. е. эта сила будет направлена встречно силе F_1, перемещающей проводник в магнитном поле. При равенстве сил $F_1 = F_\psi$ проводник будет перемещаться с постоянной скоростью. Следовательно, в такой простейшей электрической машине механическая энергия, затрачиваемая на перемещение проводника, преобразуется в электрическую энергию, которая отдается сопротивлению внешнего приемника энергии, т. е. машина работает генератором.

Та же простейшая электрическая машина может работать двигателем. Если от постороннего источника электрической энергии через проводник пропустить ток, то в результате взаимодействия тока в проводнике с магнитным полем полюсов возникает электромагнитная сила F_ψ, под действием которой проводник начнет перемещаться в магнитном поле, преодолевая силу торможения какого-либо механического приемника энергии. Таким образом, рассмотренная простейшая машина обратима и может работать как генератором, так и двигателем. В электрических машинах обмотки имеют большое число проводников, которые соединяются между собой так, чтобы ЭДС в них имели одинаковое направление.

Если виток проводника (рис. 3.2) вращать в магнитном поле, то в нем индуцируется ЭДС. Стороны витка aa' и bb' пересекают линии магнитного поля (в них индуктируется ЭДС) и поэтому они называются активными, т. е. участвующими в процессе преобразования энергии. Части витка $a'b'$ и ab, называемые лобовыми соединениями, не пересекают магнитных линий поля, и в них ЭДС не возникает. Для получения возможно большей ЭДС в витке активные стороны его должны находиться на расстоянии полюсного деления τ (расстояние между центрами разноименных полюсов), т. е. под полюсами различной полярности.

Если активные стороны витка поместить под одним полюсом (или под полюсами одинаковой полярности), то ЭДС, индуцируемые в них, будут иметь одинаковое направление и при обходе витка направлены встречно, т. е. ЭДС в витке будет мала (или равна нулю).

При соединении концов витка с двумя контактными кольцами K_1 и K_2, жестко укрепленными на валу машины и изолированными как от вала, так и друг от друга, на неподвижных щетках $Щ_1$ и $Щ_2$, соприкасающихся с кольцами, получим ЭДС, равную ЭДС в витке. Если магнитное поле в пространстве распределено

равномерно, то ЭДС в витке и на щетках будет изменяться во времени синусоидально. Такая же ЭДС будет индуцирована в неподвижном витке при вращении полюсов постоянных магнитов или электромагнитов, что широко используется в синхронных машинах.

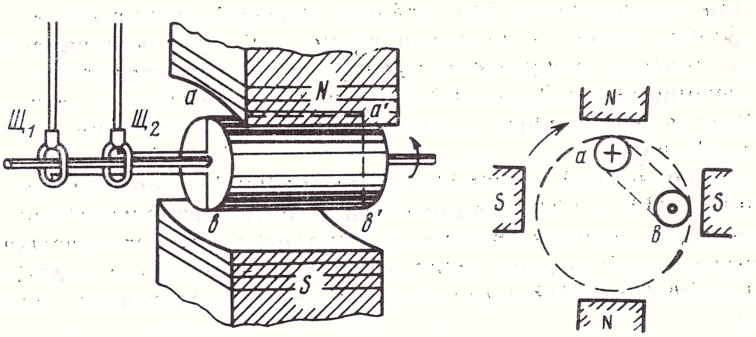

Рис. 3.2 и 3.3. Виток, вращающийся в магнитном поле, $p=1$ для рис. 3.2, $p=2$ для рис. 3.3

При одной паре полюсов ($p=1$), т. е. при двух полюсах ($2p=2$) один оборот витка в пространстве соответствует одному периоду изменения ЭДС. Поэтому при вращении витка с числом оборотов n в минуту частота индуцируемой ЭДС будет $f=n/60$. Поворот витка в пространстве относительно начального положения можно характеризовать углом $\alpha^0_{пр}$ в пространственных градусах или радианах. Такой поворот витка вызывает изменение фазы индуцируемой ЭДС, которую можно выразить углом $\alpha^0_{эл}$ в электрических градусах или радианах. При $p=1\ \alpha^0_{эл}=\alpha^0_{пр}$.

Если виток находится в магнитном поле четырех полюсов (рис. 3.3), т. е. $2p=4$ или $p=2$, то при его вращении в нем индуцируется переменная ЭДС, которая за один оборот витка в пространстве дважды изменяется. Тогда частота индуцируемой ЭДС составит $f=2n/60$ и $\alpha^0_{эл}=2\alpha^0_{пр}$. При дальнейшем увеличении числа полюсов будет увеличиваться частота ЭДС витка (при неизменной скорости) и электрический угол $\alpha_{эл}$, определяющий фазу ЭДС. Если магнитная цепь машины имеет p пар полюсов, то частота ЭДС $f=pn/60$ и $\alpha^0_{эл}=p\alpha^0_{пр}$.

Таким образом, частота индуцируемой ЭДС зависит от скорости вращения витка и для получения ЭДС постоянной частоты необходимо постоянство скорости вращения. Поэтому генераторы работают всегда с постоянной скоростью вращения ротора.

По способу защиты от влияния внешней среды различают следующие варианты исполнения электрических машин: открытое, защищенное, брызгозащищенное, водозащищенное, герметическое и взрывобезопасное.

Открытой считается машина, у которой вращающиеся и токоведущие части не имеют защитных приспособлений.

В защищенной машине есть специальные защитные приспособления, препятствующие проникновению в машину посторонних предметов, а также защищающие от случайных прикосновений к токоведущим или вращающимся частям.

В брызгонепроницаемой машине имеются специальные защитные приспособления, предохраняющие от проникновения капель воды, падающих сверху и под углом до 45° к вертикали.

Водозащищенной считается машина, закрытая со всех сторон (негерметически плотно) и выдерживающая испытание обливанием струей воды.

В герметической машине плотно закрытый корпус не допускает проникновения влаги в машину при полном погружении ее в воду.

Взрывобезопасная машина должна противостоять взрывам газа внутри машины и не передавать его во внешнюю среду.

По способу охлаждения машины также делятся на несколько типов.

Машины с естественным охлаждением не имеют никаких специальных приспособлений для охлаждения. Отвод тепла в них мало интенсивен и такие машины выполняются на очень малые мощности (до десятков Вт).

В машинах с самовентиляцией на валу помещается вентилятор, который при вращении всасывает или нагнетает в машину воздух и прогоняет его через внутреннюю полость машины. В зависимости от того, в каком направлении движется охлаждающий воздух, различают две основные системы вентиляции: радиальную и осевую. При радиальной вентиляции воздух перемещается в радиальном направлении от вала к периферии ротора (вращающаяся часть машины), через специальные промежутки между пакетами стальных листов, образующих тело ротора. При осевой вентиляции в стали ротора делают осевые каналы, сквозь которые прогоняется воздух параллельно валу машины.

Радиальная система вентиляции конструктивно проста и надежна, потери энергии на вентиляцию в ней минимальны и равномерность теплоотдачи достаточна. Однако она не компактна и не обеспечивает стабильного потока воздуха. В машинах малой и частично средней мощности применяется осевая вентиляция, а в машинах средней и большой мощности — радиальная.

В машинах с посторонним охлаждением охлаждающий воздух (или водород) прогоняется по трубам внешним вентилятором. Так охлаждают мощные машины (тысячи или десятки тысяч киловатт или киловольтампер).

3.2. ОБМОТКИ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В зависимости от назначения, мощности и условий работы машины переменного тока применяют катушечные, стержневые и специальные обмотки. Катушечные обмотки выполняются из изо-

лированного медного провода круглого поперечного сечения, стержневые — из изолированных медных шин прямоугольного поперечного сечения, специальные — из медных или алюминиевых неизолированных стержней. Для надежного крепления обмоток, а также для уменьшения воздушного зазора между статором и ротором обмотки укладываются в пазы статора и ротора. Пазы штампуются в стальных листах, из которых собираются сердечники статора и ротора.

В зависимости от расположения обмоток в пазах они выполняются однослойными и двухслойными, в зависимости от изготовления — ручными и шаблонными (последние изготовляются на специальных шаблонах, а затем укладываются в пазы, что уменьшает стоимость обмотки), в зависимости от числа пазов на полюс и фазу q — с целым и с дробным числом q.

В машинах малой мощности применяются однослойные обмотки. При однослойном расположении активных сторон в пазах лобовые соединения лежат в одной плоскости, т. е. шаблонная обмотка не применима. Катушки (рис. 3.4*а*) выполнены из про-

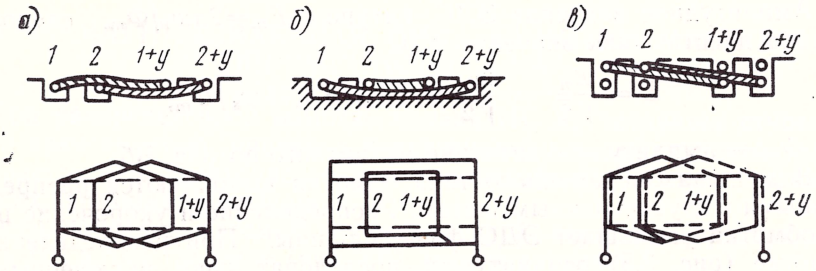

Рис. 3.4. Обмотки машин переменного тока:
а, б) однослойные; *в*) двухслойные

водников, отстоящих друг от друга на шаг обмотки y, примерно равный полюсному делению τ. Каждая катушка состоит из нескольких, последовательно соединенных витков.

Из рис. 3.4*а* видно, что при укладке обмотки лобовые соединения между проводами *1* и $1+y$, *2* и $2+y$ и т. д. лежат в одной плоскости, и, следовательно, при намотке эти лобовые соединения необходимо выгибать в различных направлениях вручную (активные стороны обмоток ограничены пунктирными линиями).

Можно сделать однослойную обмотку, в которой лобовые соединения будут лежать в различных плоскостях, если изменить порядок соединения активных сторон, как это показано на рис. 3.4*б*. Однако катушки с такой обмоткой имеют различные размеры и, следовательно, необходимо несколько шаблонов для выполнения такой обмотки.

В электрических машинах обмотки выполняются преимущественно двухслойными. При таком выполнении обмоток активная сторона, лежащая в верхнем слое паза, соединяется со стороной, лежащей в нижнем его слое, отстоящем от начального на расстоя-

нии y. На рис. 3.4*в* активные стороны, лежащие в верхнем слое паза, показаны сплошными линиями, а в нижнем — пунктирными. В этом случае лобовые соединения не пересекаются (рис. 3.4*в*), т. е. можно обеспечить шаблонную обмотку для катушек одинаковых размеров и формы.

3.3. ЭДС МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

При перемещении магнитного поля относительно неподвижной катушки изменяется магнитный поток, пронизывающий витки этой катушки, в результате чего в катушке индуцируется ЭДС $e=-w_к \frac{d\Phi}{dt}$, где $w_к$ — число последовательно соединенных витков катушки. Предполагая изменение магнитного потока во времени синусоидальным $\Phi=\Phi_m \sin\omega t$, получим

$$e=-\omega w_к \Phi_m \cos\omega t = 2\pi f w_к \Phi_m \sin(\omega t - \pi/2),$$

т. е. ЭДС катушки синусоидальна и отстает по фазе от магнитного потока на $\pi/2$.

Амплитудное значение ЭДС катушки $E_m=2\pi w_к f \Phi_m$, следовательно, действующее значение ЭДС

$$E=\frac{E_m}{\sqrt{2}}=\frac{2\pi}{\sqrt{2}} w_к f \Phi_m = 4{,}44\, w_к f \Phi_m,$$

где Φ_m — амплитудное значение магнитного потока, Вб.

В машинах переменного тока обмотки выполняются распределенными и с укороченным шагом. Распределение и укорочение шага обмотки уменьшает ЭДС фазы машины. При распределенной обмотке (рис. 3.5) оси катушек, последовательно включенных в

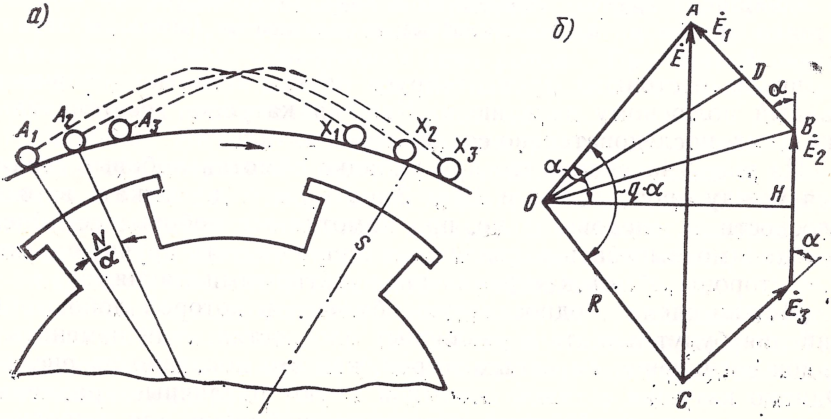

Рис. 3.5. Распределенная обмотка:
а) схема; *б*) векторная диаграмма

одну фазу, не совпадают и, следовательно, не совпадают по фазе ЭДС в этих катушках. ЭДС катушки A_1—X_1 опережает ЭДС катушки A_2—X_2 на угол между осями этих катушек $\alpha=2p\pi/Q$ в

электрических градусах. ЭДС катушки A_2—X_2 опережает ЭДС катушки A_3—X_3 на тот же угол α.

Таким образом, ЭДС фазы найдется как геометрическая сумма ЭДС катушки, которая окажется меньше арифметической суммы ЭДС этих катушек.

При диаметральном шаге ($y=\tau$) катушка пронизывается всем магнитным потоком полюса, а при укороченном шаге ($y<\tau$) катушки этот магнитный поток уменьшается, т. е. уменьшается ЭДС.

Произведение коэффициентов распределения и укорочения представляет собой обмоточный коэффициент $K_{об}=K_р K_у$, учитывающий уменьшение ЭДС фазы машины переменного тока и за счет распределения и за счет укорочения шага обмотки.

Таким образом, действующее значение ЭДС фазы машины переменного тока определится следующим выражением:

$$E = 4{,}44\, K_{об}\, w f \Phi_m,$$

где w — общее число последовательно соединенных витков одной фазы.

3.4. НАМАГНИЧИВАЮЩАЯ СИЛА ОБМОТКИ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

При распределенной обмотке кривая НС представится ступенчатой зависимостью, причем с увеличением q число ступеней увеличивается и в пространственном распределении НС содержание высших гармоник уменьшается.

Ограничиваясь рассмотрением основной гармоники распределения НС в пространстве (рис. 3.6), можно записать

$$F_x = F_{mx} \cos \frac{x}{\tau} \pi.$$

Если ток синусоидален, т. е. $i=I_m \sin \omega t$, то $F_{mx}=F_m \sin \omega t$.

Однофазная обмотка при прохождении по ней переменного тока создает пульсирующее магнитное поле, неподвижное в пространстве и изменяющееся во времени с частотой тока сети.

Вектор НС, направленный по какой-либо прямой (например по оси y) и синусоидально изменяющийся во времени, может быть

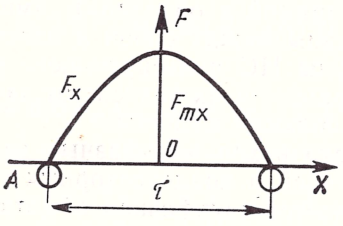

Рис. 3.6. Распределение основной гармоники НС в пространстве

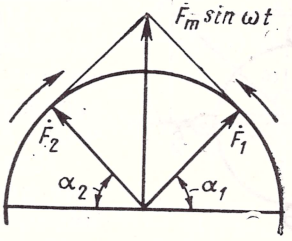

Рис. 3.7. Замена пульсирующего магнитного поля двумя вращающимися

представлен геометрической суммой двух векторов, равных и неизменных по величине, вращающихся с одинаковой скоростью в различных направлениях (рис. 3.7).

При условии $F_1=F_2=F_m/2$ и $\alpha_1=\alpha_2=\alpha$ для любого момента времени можно записать равенство

$$F_m \sin\omega t = \sqrt{F_1^2+F_2^2-2F_1F_2\cos 2\alpha} =$$

$$= \sqrt{2(F_m/2)^2-2(F_m/2)^2\cos 2\alpha} = F_m\sqrt{(1-\cos 2\alpha)/2},$$

откуда $\sin\omega t=\sin\alpha$, т. е. $\alpha=\omega t$.

Это показывает, что углы между направлением векторов F_1 и F_2 и осью абсцисс α линейно изменяются во времени, т. е. векторы F_1 и F_2 поворачиваются равномерно. НС пульсирующего поля однофазной обмотки машины переменного тока может быть представлено выражением

$$F_{t;\,x} = F_m \sin\omega t \cos(x/\tau)\pi$$

или

$$F_{t;\,x} = 0{,}5F_m \sin[\omega t+(x/\tau)\pi] + 0{,}5F_m \sin[\omega t-(x/\tau)\pi].$$

Каждое из полученных слагаемых представляет собой синусоидальную волну НС, перемещающуюся вдоль окружности статора. Скорости перемещения этих волн (их нулевых точек) найдутся из выражений

$$\omega t+(x/\tau)\pi = 0 \quad \text{и} \quad \omega t-(x/\tau)\pi = 0.$$

Откуда

$$V_{\text{пр}} = x/t = \omega\tau/\pi = 2f_1\tau; \quad V_{\text{обр}} = x/t = -\omega\tau/\pi = -2f_1\tau.$$

Учитывая, что $V=\pi Dn_1/60$ и $\tau=\pi D/2p$, где n_1 — число оборотов магнитного поля в минуту; D — диаметр статора, получим $2p\tau n_1/60=\pm 2f_1\tau$.

Отсюда число оборотов в минуту прямого и обратного магнитного поля определится выражением $n_{1\,\text{пр, обр}}=\pm 60f_1/p$, где f_1 — частота тока; p — число пар полюсов. Таким образом, НС пульсирующего магнитного поля однофазной обмотки может быть представлена в виде двух вращающихся с одинаковыми скоростями и в противоположных направлениях НС (прямой и обратной), амплитуды которых равны между собой и вдвое меньше амплитуды НС пульсирующего поля, а скорости вращения их зависят от частоты и числа пар полюсов машины.

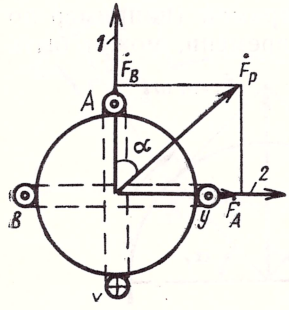

Рис. 3.8. Простейшая двухфазная обмотка:
1 — ось фазы B; 2 — ось фазы A

Для пуска в ход однофазных асинхронных двигателей в конденсаторных двигателях применяется двухфазная обмотка. Простейшая двухфазная обмотка состоит из двух катушек (рис. 3.8), оси которых смещены в пространстве на 90° (электриче-

ских). Если по этим катушкам с одинаковым числом витков пропустить равные по величине и сдвинутые по фазе на четверть периода синусоидальные токи

$$i_A = I_m \sin \omega t, \quad i_B = I_m \sin (\omega t + \pi/2) = I_m \cos \omega t,$$

то НС этих катушек будут также синусоидальны и сдвинуты по фазе на четверть периода, т. е.

$$F_A = F_m \sin \omega t \quad \text{и} \quad F_B = F_m \cos \omega t.$$

При этом вектор НС F_A направлен по оси катушки A—X, а вектор НС F_B — по оси катушки B—Y. В любой момент результирующая НС найдется как геометрическая сумма НС катушек A и B $\dot{F}_р = \dot{F}_A + \dot{F}_B$, т. е. численное значение результирующей НС в любой момент

$$F_р = \sqrt{F_A^2 + F_B^2} = \sqrt{(F_m \sin \omega t)^2 + (F_m \cos \omega t)^2} = F_m.$$

Следовательно, в любой момент результирующая НС двухфазной обмотки имеет неизменное значение, равное амплитуде НС одной фазы. Можно записать

$$\operatorname{tg} \alpha = F_A / F_B = F_m \sin \omega t / F_m \cos \omega t = \operatorname{tg} \omega t,$$

откуда $\alpha = \omega t$, т. е. угол между вектором результирующей НС и осью ординат линейно изменяется во времени и, следовательно, этот вектор вращается с постоянной скоростью.

Ограничиваясь основной гармоникой, можно определить НС фазы A:

$$F_A = F_m \sin \omega t \cos (x/\tau) \pi.$$

НС фазы B сдвинуты по фазе на $\pi/2$ относительно НС фазы A и катушка B—Y повернута относительно катушки A—X на $\pi/2$ в пространстве. Следовательно, выражение для НС фазы B имеет вид

$$F_B = F_m \sin (\omega t + \pi/2) \cos [(x/\tau) \pi + \pi/2].$$

Пульсирующая НС одной фазы можно представить в виде двух вращающихся в различных направлениях НС, т. е.

$$F_A = 0{,}5 F_m \sin [\omega t + (x/\tau) \pi] + 0{,}5 F_m \sin [\omega t - (x/\tau) \pi]$$

и

$$F_B = 0{,}5 F_m \sin [\omega t + (x/\tau) \pi + \pi] + 0{,}5 F_m \sin [\omega t - (x/\tau) \pi].$$

Откуда результирующая НС равна

$$F_р = \frac{F_m}{2} \left[\sin \left(\omega t + \frac{x}{\tau} \pi \right) + \sin \left(\omega t - \frac{x}{\tau} \pi \right) + \right.$$
$$\left. + \sin \left(\omega t + \frac{x}{\tau} \pi + \pi \right) + \sin \left(\omega t - \frac{x}{\tau} \pi \right) \right].$$

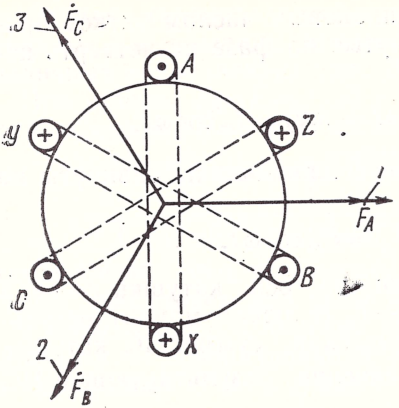

Рис. 3.9. Простейшая трехфазная обмотка:
1 — ось фазы *A*; *2* — ось фазы *B*; *3* — ось фазы *C*

Так как $\sin[\omega t+(x/\tau)\pi]+\sin\times$ $\times[\omega t+(x/\tau)\pi+\pi]=0$, то результирующая НС равна $F_p=F_m\sin[\omega t-$ $-(x/\tau)\pi]$, т. е. двухфазная обмотка создает вращающееся магнитное поле, НС которого равна амплитуде НС одной фазы, и число оборотов в минуту $n_1=60f_1/p$.

Для изменения направления вращения этого поля необходимо изменить направление НС одной из катушек, т. е. надо изменить направление тока в одной из катушек, поменяв местами проводники, подключающие эту катушку к сети, или поменять местами проводники, подключающие катушки *A* и *B* к сети.

Если через три катушки (рис. 3.9) пропустить равные по величине и взаимно сдвинутые по фазе на 1/3 периода токи, т. е.

$$i_A = I_m \sin \omega t,$$
$$i_B = I_m \sin(\omega t - 2\pi/3),$$
$$i_C = I_m \sin(\omega t - 4\pi/3),$$

то и НС этих катушек будет иметь сдвиг по фазе на 1/3 периода.

Ограничиваясь основной гармоникой НС и учитывая смещение катушек фаз *A*, *B*, *C* на $2\pi/3$ в пространстве, выражению НС трех фаз можно придать следующий вид:

$$F_A = F_m \sin \omega t \cos \frac{x}{\tau}\pi,$$
$$F_B = F_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - \frac{2\pi}{3}\right),$$
$$F_C = F_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Представляя пульсирующую НС каждой фазы в виде двух вращающихся в различных направлениях, получим следующие выражения:

$$F_A = \frac{1}{2}F_m \sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right) + \frac{1}{2}F_m \sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right)$$
$$F_B = \frac{1}{2}F_m \sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{2}F_m \sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right).$$

$$F_C = \frac{1}{2} F_m \sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - \frac{8\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} F_m \sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right).$$

Так как вторые слагаемые одинаковы и сумма трех первых слагаемых этих выражений равна нулю, т. е.

$$\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right) + \sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - \frac{4\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - \frac{8\pi}{3}\right) = 0,$$

получим для результирующей НС трехфазной обмотки следующее выражение:

$$F_p = \frac{3}{2} F_m \sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right).$$

Следовательно, трехфазная обмотка создает вращающееся магнитное поле, НС которого неизменна и равна 3/2 амплитуды НС одной фазы. Число оборотов в минуту магнитного поля $n_1 = 60 f_1/p$.

Вектор результирующей НС, равномерно вращаясь, перемещается от оси фазы A к оси фазы B и т. д. При этом вектор результирующей НС совпадает с осью той фазы, ток которой в данный момент времени максимален.

Для изменения направления вращения НС достаточно изменить последовательность установления максимальных значений токов в двух фазах, т. е. поменять местами любые два из трех проводов, подключающих трехфазную обмотку к сети. Если стальные участки магнитной цепи не насыщены, то, пренебрегая потерями в стали, можно считать, что кривая НС в другом масштабе представляет собой кривую поля машины, т. е. вектор магнитной индукции поля совпадает по направлению с вектором результирующей НС.

Линии магнитной индукции замыкаются по телу статора, воздушному зазору и телу ротора. Место выхода линий индукции из статора можно рассматривать как северный полюс, а место входа их в статор — как южный полюс магнитного поля обмотки статора.

3.5. УСТРОЙСТВО ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Как и любая электрическая машина, асинхронная обладает свойством обратимости, т. е. может быть использована как генератор, так и двигатель.

В силу ряда существенных недостатков асинхронные генераторы практически не применяются, тогда, как асинхронные двигатели очень широко распространены. Это объясняется простотой конструкции, надежностью, хорошими эксплуатационными свойствами, невысокой стоимостью. Около 90% общего числа электродви-

гателей, выпускаемых промышленностью, составляют асинхронные двигатели. Они могут быть трехфазными, двухфазными и однофазными. Наиболее распространены трехфазные двигатели.

Сердечник статора (рис. 3.10) собирается из кольцеобразных пластин электротехнической стали, изолированных друг от друга лаком, окалиной или тонкой бумагой для уменьшения потерь от вихревых токов. Пластины штампуются с пазами полузакрытой формы, равномерно расположенными на внутренней окружности кольца. Пластины собираются в отдельные пакеты и крепятся к станине двигателя. К станине прикрепляются также боковые щиты с помещенными на них подшипниками, на которые опирается вал ротора.

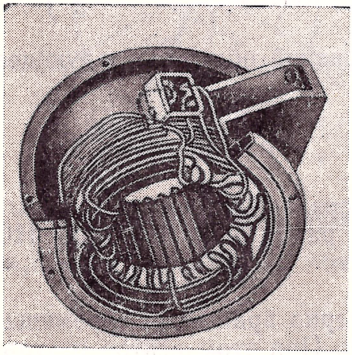

Рис. 3.10. Статор асинхронной машины

В продольных пазах статора укладываются соответствующим образом соединенные проводники его обмотки, которые образуют трехфазную систему. На щитке машины имеется шесть зажимов, к которым присоединяются начала и концы обмоток каждой фазы. Для подключения обмоток статора к трехфазной сети они могут быть соединены звездой или треугольником (рис. 3.11), что делает возможным включение двигателя в сеть с двумя различными линейными напряжениями. Например, двига-

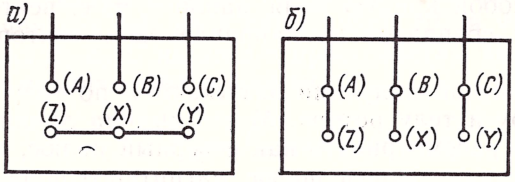

Рис. 3.11. Схемы соединения зажимов на щитке двигателя для включения обмоток статора: *а*) звездой; *б*) треугольником

тель может работать от сети с напряжением 220 и 127 В или с 380 и 220 В. На щитке машины указаны оба напряжения сети, на которые рассчитан двигатель, т. е. 220/127 В или 380/220 В.

Для более низких напряжений, указанных на щитке, обмотки статора соединяются в треугольник, для более высоких — в звезду.

Сердечник ротора также набирается из стальных пластин, изолированных лаком или тонкой бумагой для уменьшения потерь от вихревых токов. Пластины штампуются с впадинами и собираются в пакеты, которые крепятся на валу машины, образуя цилиндр с продольными пазами. В пазы укладываются проводники обмот-

ки ротора. В зависимости от типа обмотки асинхронные машины могут быть с фазным и короткозамкнутым ротором. Фазная обмотка ротора выполнена подобно статорной, т. е. проводники соответствующим образом соединены между собой, образуя трехфазную систему. Обмотки трех фаз соединены в звезду. Начала этих обмоток подключены к трем контактным медным кольцам, укрепленным на валу ротора. Кольца изолированы друг от друга и от вала и вращаются вместе с ротором. При вращении колец поверхности их скользят по угольным или медным щеткам, неподвижно укрепленным над кольцами. Обмотка ротора может быть замкнута на какое-либо сопротивление или накоротко при помощи указанных выше щеток.

В пазах ротора (рис. 3.12) укладываются массивные стержни, соединенные на торцевых сторонах металлическими кольцами. Часто короткозамкнутая обмотка ротора изготовляется из алюминия. Расплавленный алюминий под давлением заливается в пазы ротора.

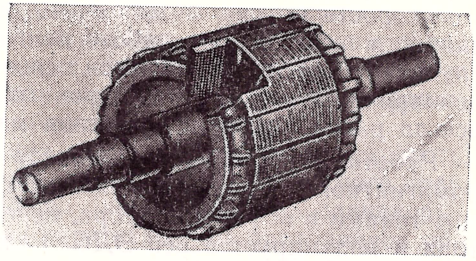

Рис. 3.12. Ротор асинхронного двигателя с коротко замкнутой обмоткой

Двигатели с короткозамкнутым ротором проще и надежнее в эксплуатации и значительно дешевле двигателей с фазным ротором. Однако у последних лучшие пусковые и регулировочные свойства.

В настоящее время асинхронные двигатели выполняются преимущественно с короткозамкнутым ротором и лишь при больших мощностях и в специальных случаях используется базная обмотка ротора.

Существенным недостатком асинхронного двигателя является относительно низкий коэффициент мощности ($\cos\varphi$). У асинхронного двигателя $\cos\varphi$ при полной нагрузке может достигать значений 0,85—0,9; при недогрузках двигателя его $\cos\varphi$ резко уменьшается и при холостом ходе составляет 0,2—0,3.

Коэффициент мощности асинхронного двигателя мал из-за большого потребления реактивной мощности, которая необходима для возбуждения магнитного поля. Магнитный поток в асинхронном двигателе встречает на своем пути воздушный зазор между статором и ротором, который в большой степени увеличивает магнитное сопротивление, а следовательно, и потребляемую двигателем реактивную мощность.

Для повышения коэффициента мощности асинхронных двигателей воздушный зазор делают возможно меньшим, доводя его у маломощных двигателей (порядка 2+5 кВт) до 0,3 мм. В двигателях большой мощности воздушный зазор увеличивают по конструктивным соображениям, но все же он не превышает 2—2,6 мм.

3.6. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Трехфазная обмотка статора, при включении ее в сеть переменного тока, создает магнитное поле, вращающееся со скоростью $n_1 = 60 f_1/p$.

Если ротор вращается со скоростью n_2, равной скорости вращения магнитного поля ($n_2 = n_1$), т. е. синхронно с полем, то такая скорость называется синхронной. Если скорость ротора не равна скорости вращения поля ($n_2 \neq n_1$), то такая скорость называется асинхронной.

В асинхронном двигателе рабочий процесс может протекать только при асинхронной скорости, т. е. при скорости вращения ротора, не равной скорости вращения магнитного поля.

Скорость ротора может очень незначительно отличаться от скорости поля, но при работе двигателя она будет всегда меньше ($n_2 < n_1$). В этом заключается основное принципиальное отличие асинхронных машин от синхронных, у которых скорость ротора всегда равна скорости вращения магнитного поля статора.

Работа асинхронного двигателя основана на принципе электромагнитной индукции. Вращающееся магнитное поле, возбуждаемое токами в обмотке статора, пересекает проводники обмотки ротора и индуцирует в ней ЭДС. Если обмотка ротора замкнута на какое-либо сопротивление или накоротко, то по ней под действием индуцируемой ЭДС протекает ток. В результате взаимодействия тока в обмотке ротора с магнитным полем обмотки статора создается вращающий момент, под действием которого ротор приходит во вращение.

В соответствии с законом Ленца направление всякого индуцированного тока таково, что он противодействует причине, его вызвавшей. Поэтому токи в проводах обмотки ротора стремятся задержать вращающееся поле статора, но не имея возможность сделать этого, вращают ротор так, **что он следует за полем статора.**

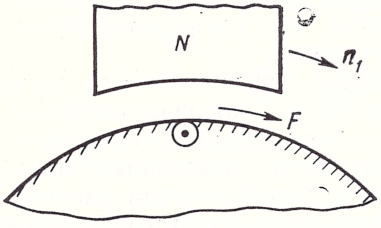

Рис. 3.13. Принцип работы асинхронного двигателя

На рис. 3.13 выделена часть окружности ротора, на которой находится один проводник его обмотки. Поле статора представлено северным полюсом N, который перемещается в пространстве и вокруг ротора по часовой стрелке с числом оборотов n_1 в минуту. Следовательно, полюс N перемещается относительно проводника обмотки ротора слева направо, в результате чего в этом проводнике индуцируется ЭДС, направление которой может быть определено по правилу правой руки. Если обмотка ротора замкнута, то под действием ЭДС по этой обмотке течет ток, предположим, направленный в выбранном

нами проводнике также как и ЭДС (указано на рис. 3.13 знаком точки).

В результате взаимодействия тока в проводнике обмотки ротора с магнитным полем возникает сила F, которая перемещает проводник в направлении, определяемом по правилу левой руки, т. е. слева направо. Вместе с проводником начинает перемещаться и ротор.

Если силу F, действующую на проводник обмотки ротора, умножить на расстояние от проводника до оси ротора (плечо приложения силы), то получим вращающий момент, созданный током данного проводника. Так как на роторе помещено большое количество проводников, то сумма произведений сил, действующих на каждый из проводников, на расстоянии от этих проводников до оси ротора определяет вращающий момент, развиваемый двигателем. Под действием вращающего момента ротор приходит в движение по направлению вращения магнитного поля. Таким образом, для реверсирования двигателя, т. е. для изменения направления вращения ротора, необходимо изменить направление вращения магнитного поля, созданного обмоткой статора.

Вне зависимости от направления вращения ротора его скорость n_2, как уже указывалось, всегда меньше скорости магнитного поля статора. Если бы эти скорости почему-либо оказались одинаковыми, то магнитное поле статора не пересекало бы проводников обмотки ротора и, следовательно, в них не возникали бы токи, т. е. не было бы вращающего момента.

3.7. РАБОТА НАГРУЖЕННОГО ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В рабочем режиме ротор двигателя вращается с числом оборотов в минуту n_2, меньшим числа оборотов магнитного поля статора, вращающегося в том же направлении, что и ротор. Поэтому магнитное поле перемещается относительно вращающегося ротора с числом оборотов, равным разности чисел оборотов поля и ротора, т. е. $n_S = n_1 - n_2$, об/мин. Степень отставания ротора от вращающегося магнитного поля статора характеризуется величиной скольжения S. Скольжение представляет собой отношение числа оборотов магнитного поля статора относительно вращающегося ротора к числу оборотов поля статора в пространстве, т. е. $S = (n_1 - n_2)/n_1 = n_S/n_1$. Эта формула определяет скольжение в относительных единицах. Скольжение может быть также выражено в процентах $S_{\%} = [(n_1 - n_2)/n_1] \cdot 100$.

Если ротор неподвижен ($n_2 = 0$), то скольжение равно 1 или 100%. Если ротор вращается синхронно с магнитным полем, т. е. одинаковой скоростью ($n_2 = n_1$), то скольжение равно нулю. Таким образом, чем больше скорость вращения ротора, тем меньше скольжение.

В рабочем режиме асинхронного двигателя скольжение мало. У современных асинхронных двигателей скольжение при полной

нагрузке составляет 3—5%, т. е. ротор вращается с числом оборотов, незначительно отличающимся от числа оборотов магнитного поля статора. В двигателях небольших мощностей скольжение при полной нагрузке может достигать 12—15%.

При холостом ходе, т. е. при отсутствии нагрузки на валу, скольжение ничтожно мало и может быть принято равным нулю. Скорость вращения ротора можно определить из следующих соотношений:

$$n_2 = n_1 - n_{\sim S} = n_1(1 - S) = [60 f_1/p](1 - S).$$

Двигатель будет работать устойчиво с постоянной скоростью вращения ротора при равновесии моментов, т. е., если вращающий момент двигателя $M_{вр}$ будет равен тормозному моменту на валу двигателя $M_{тор}$, который развивает приемник механической энергии. Следовательно, можно записать: $M_{вр} = M_{тор}$. Любой нагрузке машины соответствует определенное число оборотов ротора n_2 и определенное скольжение S.

Магнитное поле статора вращается относительно ротора с числом оборотов $n_1 — n_2$ и индуцирует в его обмотке ЭДС E_{2S}, под действием которой по замкнутой обмотке ротора протекает ток I_{2S}.

Если нагрузка на валу машины увеличилась, т. е. возрос тормозной момент, то равновесие моментов будет нарушено, так как тормозной момент оказался больше вращающего. Это уменьшит скорость вращения ротора, а следовательно, увеличит скольжение. С увеличением скольжения магнитное поле статора будет пересекать проводники обмотки ротора с большей скоростью и ЭДС E_{2S}, индуцированная в обмотке ротора, возрастает, а в силу этого увеличится как ток в роторе, так и развиваемый двигателем вращающий момент. Увеличение скольжения и тока в роторе будет происходить до значений, при которых вновь наступит равновесие моментов вращающего и тормозного.

Также изменяется число оборотов ротора и величина вращающего момента при уменьшении нагрузки двигателя. С уменьшением нагрузки на валу двигателя тормозной момент становится меньше вращающего, что увеличивает скорость вращения ротора или уменьшает скольжение. В результате уменьшения ЭДС уменьшается и ток в обмотке ротора, а следовательно, и вращающий момент, который вновь становится равным тормозному моменту.

Магнитное поле статора пересекает проводники обмотки статора и индуцирует в ней ЭДС E_1, которая уравновешивает приложенное напряжение сети U_1. Если пренебречь падением напряжения в сопротивлении статорной обмотки, которое мало по сравнению с ЭДС, то между абсолютными значениями приложенного напряжения и ЭДС обмотки статора можно допустить приближенное равенство, т. е. $U_1 = E_1$. Таким образом, при неизменном напряжении сети будет неизменна и ЭДС обмотки статора. Следовательно, магнитный поток в воздушном зазоре машины, так же как в трансформаторе, при любом изменении нагрузки останется примерно постоянным.

Ток обмотки ротора создает свое магнитное поле, которое направлено навстречу магнитному полю, создаваемому током обмотки статора. Для того чтобы результирующий магнитный поток в машине оставался неизменным при любом изменении нагрузки двигателя, размагничивающее магнитное поле обмотки ротора должно быть уравновешено магнитным полем обмотки статора. Поэтому при увеличении тока в обмотке ротора увеличивается и ток в обмотке статора.

Таким образом, работа асинхронного двигателя принципиально подобна работе трансформатора, у которого при увеличении тока во вторичной обмотке увеличивается ток и в первичной обмотке.

3.8. ВРАЩАЮЩИЙ МОМЕНТ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Вращающий момент асинхронного двигателя создается взаимодействием вращающегося магнитного поля статора с токами в проводниках обмотки ротора. Поэтому вращающий момент зависит как от амплитуды магнитного потока статора Φ_m, так и от тока в обмотке ротора I_{2S}. Однако в создании вращающего момента участвует только активная мощность, потребляемая машиной из сети. Вследствие этого вращающий момент зависит не от тока в обмотке ротора I_{2S} в целом, а только от его активной составляющей, т. е. $I_2 \cos \psi_{2S}$, где ψ_{2S} — фазный угол между ЭДС и током в обмотке вращающегося ротора.

Электромагнитная мощность (в Вт), развиваемая вращающимся магнитным полем статора и передаваемая ротору, равна

$$P_э = m_2 E_2 I_{2S} \cos \psi_{2S} = m_2 4{,}44 K_{об_2} w_2 f_1 \Phi_m I_{2S} \cos \psi_{2S}.$$

Угловая скорость вращающегося магнитного поля (в рад/с)

$$\Omega_1 = 2\pi n_1/60 = 2\pi f_1/p.$$

Вращающий момент

$$M_в = \frac{P_э}{\Omega_1} = \frac{P}{2\pi f_1} m_2 4{,}44 K_{об_2} w_2 f_1 \Phi_m I_{2S} \cos \psi_{2S} =$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2} p m_2 K_{об_2} w_2 \Phi_m I_{2S} \cos \psi_{2S} = C \Phi_m I_{2S} \cos \psi_{2S}.$$

В этих выражениях p — число пар полюсов; m_2 — число фаз; w_2 — число витков; $K_{об_2}$ — коэффициент обмотки ротора; C — конструктивная постоянная для данной машины.

Выше было установлено, что при условии постоянства приложенного напряжения магнитный поток, создаваемый обмоткой статора, остается также приблизительно постоянным при любом изменении нагрузки двигателя.

Таким образом, в выражении для вращающегося момента величины C и Φ постоянны и вращающий момент пропорционален только активной составляющей тока в обмотке ротора, т. е. $M_{вр} \approx \approx I_{2S} \cos \psi_{2S}$. Изменение нагрузки (тормозного момента) на валу

двигателя, как уже известно, изменяет как скорость вращения ротора, так и скольжение.

Увеличение тормозного момента уменьшает скорость вращения ротора, т. е. увеличивает скольжение. Напротив, при уменьшении тормозного момента скорость вращения ротора увеличивается, а скольжение уменьшается. Изменение скольжения изменяет ток в обмотке ротора и его активную составляющую. С увеличением скольжения возрастает скорость вращения магнитного поля статора относительно ротора, т. е. увеличивается частота пересечения магнитными линиями проводников обмотки ротора, что увеличивает ЭДС и ток в этой обмотке. Поскольку частота тока в обмотке ротора увеличивается, индуктивное сопротивление этой обмотки также увеличивается, а $\cos\psi_{2S}$ уменьшается.

Таким образом, при увеличении скольжения ток в обмотке ротора увеличивается, а $\cos\psi_{2S}$ уменьшается. Поэтому с изменением скольжения активная составляющая тока в обмотке ротора и вращающий момент тоже изменяются, но изменение это неравномерно. При незначительных скольжениях увеличение скольжения незначительно уменьшает $\cos\psi_{2S}$, так что ток I_{2S} увеличивается в большей мере, чем уменьшается $\cos\psi_{2S}$. В результате увеличивается активная составляющая тока в обмотке ротора, а следовательно, и вращающий момент машины. При больших скольжениях увеличение скольжения значительно уменьшает $\cos\psi_{2S}$. Ток I_{2S} увеличивается в меньшей степени, чем уменьшается $\cos\psi_{2S}$, а поэтому в данном случае уменьшается как активная составляющая тока в обмотке ротора, так и вращающий момент.

На рис. 3.14 показана зависимость вращающего момента от скольжения (кривая $а$). При некотором скольжении S_m двигатель развивает максимальный момент, который определяет перегрузочную способность двигателя и обычно в два-три раза превышает номинальный момент.

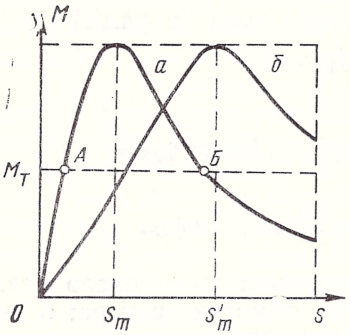

Рис. 3.14. Зависимость вращающего момента от скольжения

Установившийся режим работы двигателя возможен только при восходящей ветви зависимости момента от скольжения, т. е. при изменении скольжения в пределах от 0 до S_m. Работа двигателя на нисходящей ветви указанной зависимости, т. е. при скольжении $S>S_m$, невозможна, так как здесь не обеспечивается устойчивое равновесие моментов.

Если предположить, что вращающий момент был равен тормозному ($M_в=M_т$) в точках $А$ и $Б$, то при случайном нарушении равновесия моментов в одном случае равновесие моментов восстанавливается, а в другом нет. Допустим, что вращающий момент двигателя почему-либо уменьшился (например, при понижении напряжения сети). Тогда скольжение начнет увеличиваться. Если

равновесие моментов было в точке A, то увеличение скольжения увеличит вращающий момент двигателя и он станет вновь равным тормозному, т. е. равновесие моментов восстановится. Если же равновесие моментов было в точке $Б$, то увеличение скольжения уменьшит вращающий момент, который будет оставаться всегда меньше тормозного, т. е. равновесие моментов не восстановится и скорость вращения ротора будет непрерывно уменьшаться до полной остановки двигателя.

Таким образом, в точке A машина будет работать устойчиво, а в точке $Б$ устойчивая работа невозможна. Если перегрузить двигатель, т. е. приложить к его валу тормозной момент, больший максимального момента, то равновесия моментов не будет и ротор двигателя остановится.

Вращающий момент асинхронного двигателя зависит от напряжения питающей сети. При изменении напряжения в той же мере изменяется как амплитуда магнитного потока Φ_m, так и ток в роторе I_{2S} при том же скольжении. Так как вращающий момент двигателя пропорционален произведению $\Phi_m I_{2S}$, то отсюда следует, что вращающий момент пропорционален квадрату напряжения сети.

Если изменить активное сопротивление в роторе (например, включить реостат в цепь его фазной обмотки), то изменится как $\cos\psi_{2S}$, так и зависимость вращающего момента от скольжения.

При увеличении активного сопротивления в роторе максимальный момент, оставаясь постоянным по величине, перемещается в область больших скольжений (кривая $б$ на рис. 3.14).

3.9. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Рабочие характеристики асинхронного двигателя представляют собой зависимости числа оборотов ротора n_2, вращающего момента $M_в$, потребляемого тока I_1, коэффициента мощности $\cos\varphi_1$ и кпд η от полезной мощности на валу машины P_2. Эти характеристики (рис. 3.15) снимаются при естественных условиях работы двигателя, т. е. напряжение U_1 и частота тока сети f_1 остаются постоянными, а изменяются только нагрузка на валу двигателя.

При изменении нагрузки на валу двигателя от $P_2=0$ до номинального значения $P_2=P_{2н}$ число оборотов ротора $n_2=n_1(1-S)=\frac{60f_1}{p}(1-S)$ уменьшается незначительно, так как при номинальной нагрузке скольжение S обычно не превышает 3—5%.

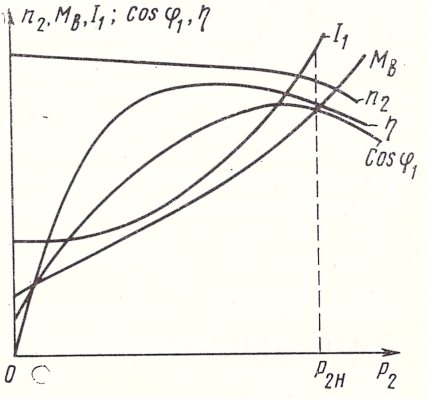

Рис. 3.15. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Вращающий момент, развиваемый двигателем $M_в$, уравновешен тормозным моментом на валу двигателя и моментом, идущим на преодоление механических потерь двигателя M_0, т. е.

$$M_в = M_т + M_0 = \frac{P_2}{\Omega_2} + M_0 = \frac{P_2}{\frac{2\pi n_2}{60}} + M_0.$$

При холостом ходе двигателя вращающий момент равен M_0 и увеличивается с увеличением нагрузки на валу. За счет некоторого уменьшения скорости ротора кривая вращающего момента отклоняется вверх от прямой.

Коэффициент мощности χ характеризует соотношение между активной и полной мощностями, потребляемыми двигателем из сети, величина его при синусоидальных напряжениях и токах численно равна косинусу угла φ_1 сдвига фаз тока в обмотке статора I_1 по отношению к напряжению: $\chi = \cos\varphi_1 = P_1 / \sqrt{P^2_1 + Q^2_1}$.

При холостом ходе активная мощность P_1 (расходуется на покрытие потерь в обмотке и сердечнике статора, а также механических потерь) мала, а реактивная, идущая на возбуждение магнитного поля, велика. Поэтому коэффициент мощности при холостом ходе мал (порядка 0,08—0,2). С увеличением нагрузки на валу активная мощность P_1 возрастает, а реактивная мощность практически остается постоянной. Поэтому коэффициент мощности также возрастает, достигая при нагрузке, близкой к номинальной, наибольших значений (0,75—0,85). Дальнейшее увеличение нагрузки сопровождается снижением скорости и существенным ростом токов в обмотках ротора и статора, что снижает коэффициенг мощности из-за увеличения реактивной мощности.

Ток I_1 при холостом ходе имеет малую активную и большую реактивную составляющие. Поэтому увеличение активной составляющей тока при малых нагрузках незначительно изменяет полный ток I_1. При больших нагрузках активная составляющая токов ротора и статора становится больше их реактивных составляющих, поэтому изменение токов в роторе и статоре значительно.

Коэффициент полезного действия η имеет такую же зависимость, что и в трансформаторе. При холостом ходе КПД равен нулю. Увеличение нагрузки на вал до определенного значения повышает КПД до максимального значения. Это значение соответствует равенству постоянных и переменных потерь (постоянные потери, не зависящие от нагрузки, складываются из механических потерь и потерь в стали статора; переменные потери — это потери в обмотках и добавочные потери). Дальнейшее увеличение нагрузки уменьшает КПД.

3.10. ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Однофазные асинхронные двигатели очень широко применяются при небольших мощностях (до 1—2 кВт). Такой двигатель отличается от обычного трехфазного двигателя тем, что на статоре

его помещается однофазная обмотка. Поэтому любой трехфазный асинхронный двигатель может быть использован в качестве однофазного. Ротор однофазного асинхронного двигателя может иметь фазную или короткозамкнутую обмотку. Помещение на роторе однофазной обмотки нежелательно, так как при этом двигатель приобретает свойство одноосновного включения, т. е. при определенных условиях может работать со скоростью, примерно равной половине синхронной, что значительно меньше номинальной скорости.

Особенностью однофазных асинхронных двигателей является отсутствие начального или пускового момента, т. е. при включении такого двигателя в сеть ротор его будет оставаться неподвижным.

Если же под действием какой-либо внешней силы вывести ротор из состояния покоя, то двигатель будет развивать вращающий момент. Это объясняется тем, что однофазная обмотка статора при включении ее в сеть переменного тока создает пульсирующее магнитное поле, неподвижное в пространстве и изменяющееся во времени с частотой тока сети. Такое магнитное поле может быть представлено в виде двух вращающихся с одинаковыми скоростями в противоположных направлениях магнитных полей, имеющих одинаковые и неизменные амплитуды, меньше в два раза амплитуды пульсирующего поля, т. е. $\Phi_{пр}=\Phi_{обр}=0{,}5\,\Phi_m$. Прямое и обратное вращающиеся магнитные поля имеют число оборотов в минуту, равное $n_1=60\,f_1/p$.

При неподвижном роторе прямое и обратное вращающиеся магнитные поля создают в обмотке ротора одинаковые ЭДС, под действием которых протекают одинаковые токи. Поэтому вращающие моменты, развиваемые взаимодействием вращающихся магнитных полей с токами в роторе, окажутся равными и противоположно направленными, так что результирующий момент равен нулю.

Если с помощью постороннего усилия вращать ротор с некоторой скоростью n_2, то магнитное поле, вращающееся в том же направлении (прямое), будет иметь число оборотов относительно ротора

$$n_{пр} = n_1 - n_2 = n_1 - n_1(1 - S) = Sn_1,$$

а магнитное поле, вращающееся в противоположном направлении (обратное), будет иметь относительно ротора число оборотов

$$n_{обр} = n_1 + n_2 = n_1 + n_1(1 - S) = n_1(2 - S).$$

Эти магнитные поля, пересекая проводники обмотки ротора, создают в ней ЭДС, под действием которых в ней протекают токи. При этом ЭДС $E_{2пр}$ и ток в роторе $I_{2пр}$, созданные прямым полем, имеют частоту меньше частоты тока сети, т. е. $f_{2пр}=Sf_1$, а ЭДС $E_{2\,обр}$ и токи $I_{2\,обр}$ в роторе, созданные обратным полем, имеют частоту больше частоты тока сети, т. е. $f_{2\,обр}=(2-S)f_1$.

В результате взаимодействия вращающихся прямого и обратного магнитных полей с токами в обмотке ротора создаются противоположно направленные вращающие моменты

$$M_{пр} = C\Phi_{пр} I_{2\,пр} \cos \psi_{2\,пр} \quad \text{и} \quad M_{обр} = C\Phi_{обр} I_{2\,обр} \cos \psi_{2\,обр},$$

где $\psi_{2\,пр}$ и $\psi_{2\,обр}$ — углы сдвига фаз между токами в роторе и ЭДС, вызывающими эти токи.

Результирующий вращающий момент двигателя определится разностью моментов, создаваемых прямым и обратным полем, т. е. $M_р = M_{пр} - M_{обр}$.

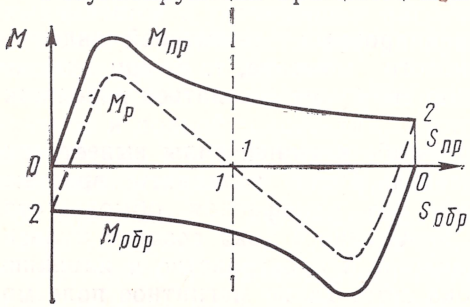

Рис. 3.16. Вращающий момент в зависимости от скольжения для однофазного асинхронного двигателя

При вращении ротора частота тока в нем, созданного прямым магнитным полем, уменьшается, что уменьшает угол сдвига фаз $\psi_{2\,пр}$ и увеличивает момент от прямого поля, тогда как момент, развиваемый обратным полем $I_{2\,обр}$ уменьшается, так как уменьшается $\cos \psi_{2\,обр}$ за счет увеличения частоты тока в роторе $f_{2\,обр}$, созданного обратным полем. Таким образом, при вращении ротора результирующий момент не равен нулю, т. е. двигатель развивает вращающий момент.

Работа однофазного асинхронного двигателя подобна работе двух одинаковых трехфазных двигателей, соединенных валами и создающих противоположно направленные моменты. Вращающий момент, создаваемый прямым полем при изменении скольжения от $S_{пр}=0$ $(n_2=n_{1\,пр})$ до $S_{пр}=2(n_2=-n_{1\,пр}=n_{1\,обр})$, определяется такой же зависимостью, как и в обычном трехфазном двигателе (рис. 3.16). Той же зависимостью представится момент, развиваемый обратным полем.

Моменты $M_{пр}$ и $M_{обр}$ на графике отложены по обе стороны от горизонтальной оси, так как они направлены встречно. При неподвижном роторе $S_{пр}=S_{обр}=1$ и $M_{пр}=M_{обр}$, т. е. результирующий момент не равен нулю. При этом однофазный двигатель развивает одинаковый вращающий момент при вращении как в одном, так и в другом направлении, т. е. направление вращения ротора такого двигателя зависит только от направления действия силы, выводящей двигатель из неподвижного состояния.

Синхронные машины

4.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И УСТРОЙСТВО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

В настоящее время электрическая энергия переменного тока в основном вырабатывается с помощью трехфазных синхронных генераторов.

Принцип действия синхронного генератора основан на использовании явления электромагнитной индукции. На рис. 4.1 показана простейшая трехфазная обмотка, состоящая из трех катушек, сдвинутых на 120°, и помещенная на роторе. Эти три катушки соединяются звездой или треугольником и подключаются к трем контактным кольцам, изолированным от вала машины и друг от друга. При вращении ротора в магнитном поле неподвижных полюсов в катушках индуцируются переменные во времени ЭДС, равные по амплитуде и сдвинутые по фазе на $2\pi/3$. Частота f ЭДС, индуктируемой в обмотках якоря (якорем называется часть машины, в которой происходит процесс преобразования энергии, т. е. индуцируется ЭДС), зависит от скорости вращения якоря n и числа пар полюсов p: $f = pn/60$.

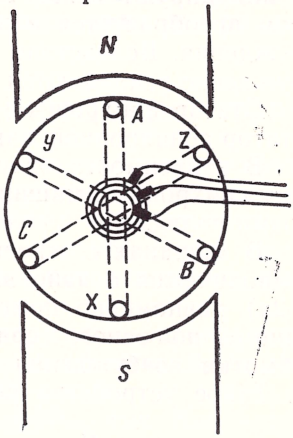

Рис. 4.1. Принцип действия синхронного генератора

В синхронных генераторах магнитное поле создается обмоткой возбуждения, по которой течет постоянный ток. Обмотка якоря выполняется распределенной и с укороченным шагом (для уменьшения высших гармонических в кривой ЭДС).

Нагрузка подключается с помощью неподвижных щеток, которые накладываются на контактные кольца.

Синхронные генераторы выполняются с обмоткой якоря на роторе только при сравнительно небольшой мощности (до 15 кВА) и невысокого напряжения (до 380/220 В).

Недостатком генераторов такой конструкции является наличие скользящего контакта в цепи большой мощности. Современные

синхронные генераторы изготовляются на высокое линейное напряжение до 16 кВ (иногда и выше), при котором изоляция контактных колец и щеток весьма сложна. Для устранения этого недостатка обмотка якоря помещается на неподвижной части (на статоре), а полюсная система с обмоткой возбуждения — на вращающейся части машины.

Обмотка возбуждения получает питание через контактные кольца. В этом случае скользящий контакт находится в цепи небольшой мощности и напряжение в цепи обмотки возбуждения невелико (не более 500 В).

Обычно обмотки возбуждения получают энергию от возбудителя, т. е. генератора постоянного тока параллельного возбуждения, находящегося на одном валу с рабочей машиной. Мощность возбудителя составляет малую величину (1—5% мощности синхронной машины). При небольшой мощности широко используется питание обмоток возбуждения синхронных машин от обмоток якоря через выпрямители. За время запуска генератора с таким возбуждением при вращении ротора магнитные линии потока остаточного намагничивания пересекают проводники обмотки якоря и индуцируют в них ЭДС. Вызванный этой ЭДС ток выпрямителем преобразуется в постоянный и протекает через обмотку возбуждения. Вследствие этого магнитное поле генератора и его возбуждение усиливаются до номинальных величин.

Статор синхронной машины имеет такое же устройство, как и статор асинхронной машины.

В зависимости от устройства ротора различают две конструкции синхронных машин: с явно выраженными и с неявно выраженными полюсами.

В машинах с относительно малой скоростью вращения роторы выполняются с явно выраженными полюсами. На роторе (рис. 4.2*а*) равномерно помещаются явно выраженные полюса, состоящие из полюсного сердечника *1*, на котором помещается катушка обмотки возбуждения *3*, удерживаемая полюсным наконечником *2*. Такое устройство ротора облегчает выполнение обмотки воз-

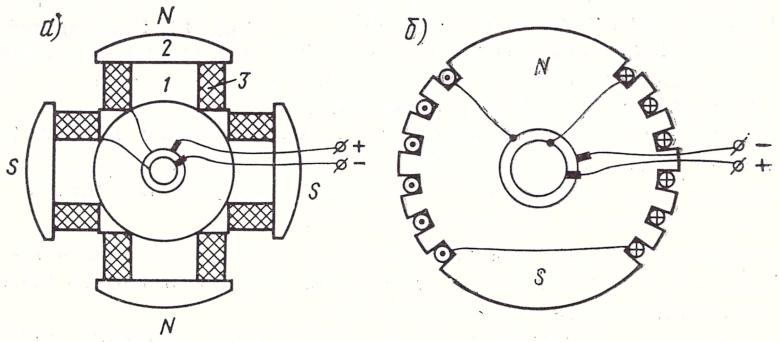

Рис. 4.2. Устройство ротора синхронного генератора с полюсами:
а) явно выраженными; *б*) с неявно выраженными

буждения, но при большой скорости вращения не может быть использовано, так как не обеспечивает нужной механической прочности.

Поэтому при большой скорости вращения (выше 1000 об/м) роторы выполняют с неявно выраженными полюсами (рис. 4.2*б*). Такой ротор выполнен в виде цилиндра, на части поверхности которого имеются пазы. В пазах укладываются проводники обмотки возбуждения, после чего эти пазы заклиниваются и лобовые соединения обмотки возбуждения стягиваются стальными бандажами.

В зависимости от рода первичного двигателя, которым приводится во вращение синхронный генератор, последний называется гидрогенератором (первичный двигатель — гидравлическая турбина) или турбогенератором (первичный двигатель — паровая турбина).

Гидрогенераторы — обычно тихоходные явнополюсные машины с большим числом полюсов, выполняемые с вертикальным расположением вала.

Турбогенераторы — обычно тихоходные неявнополюсные машины, выполняемые в настоящее время с двумя полюсами. Ротор современного турбогенератора выполняется из цельной стальной поковки. На части поверхности ротора вырезаются пазы для размещения обмотки возбуждения.

4.2. РАБОТА НАГРУЖЕННОГО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Если синхронный генератор не нагружен, т. е. работает вхолостую, то тока в обмотках статора нет и магнитное поле в машине создается НС обмотки возбуждения F_m. Большая часть магнитных силовых линий этого поля замыкается по магнитной среде через ротор и статор, образуя основной магнитный поток полюсов Φ_m, направленный по оси полюсов ротора.

При вращении ротора поток полюсов пересекает проводники обмотки статора (якоря) и индуцирует в этой обмотке ЭДС, которая отстает от создающего ее потока на $\pi/2$.

Действующее значение ЭДС $E_0 = 4{,}44\, K_{об} w f \Phi_m$, где $K_{об}$ — обмоточный коэффициент обмотки статора; w — число последовательно соединенных витков фазы обмотки статора.

При нагрузке генератора в обмотке статора протекает ток. Если нагрузка симметрична, то токи в фазах обмотки статора равны и сдвинуты на 1/3 периода. При этом обмоткой статора будет создаваться вращающееся магнитное поле, НС которого F_a неизменна (при неизменном токе нагрузки) и вращается в пространстве с числом оборотов $n_1 = 60f/p$. Так как частота ЭДС и тока в статоре $f = n\,p/60$, где n — число оборотов ротора или магнитного поля полюсов в минуту, то $n_1 = n$, т. е. магнитное поле, создаваемое токами в обмотке статора, вращается синхронно с магнитным полем полюсов.

Большая часть магнитных силовых линий поля якоря замыкается через сталь статора и ротора, образуя поток якоря Φ_a.

Меньшая часть магнитных силовых линий поля якоря замыкается вокруг проводников обмотки якоря, образуя поток расстояния Φ_{Sa}, который обусловливает индуктивное сопротивление обмотки якоря. В дальнейшем будем считать, что поток рассеяния не взаимодействует с полем полюсов, тогда как в действительности некоторое взаимодействие существует.

Поток якоря, замыкаясь по магнитной цепи машины, воздействует на магнитный поток полюсов, изменяет его величину и распределение в пространстве (это воздействие поля якоря на поле полюсов называется реакцией якоря). Поэтому магнитный поток при нагрузке не будет равен магнитному потоку при холостом ходе. Это обстоятельство влияет на величину ЭДС и напряжение на зажимах генератора.

Воздействие поля якоря на поле полюсов будет различным в зависимости от характера нагрузки генератора, так как при активном, индуктивном и емкостном токе в якоре магнитные линии поля, созданного этим током, различным образом направлены по отношению к магнитным линиям поля полюсов.

При вращении ротора (рис. 4.3) максимальная ЭДС E_{max} ин-

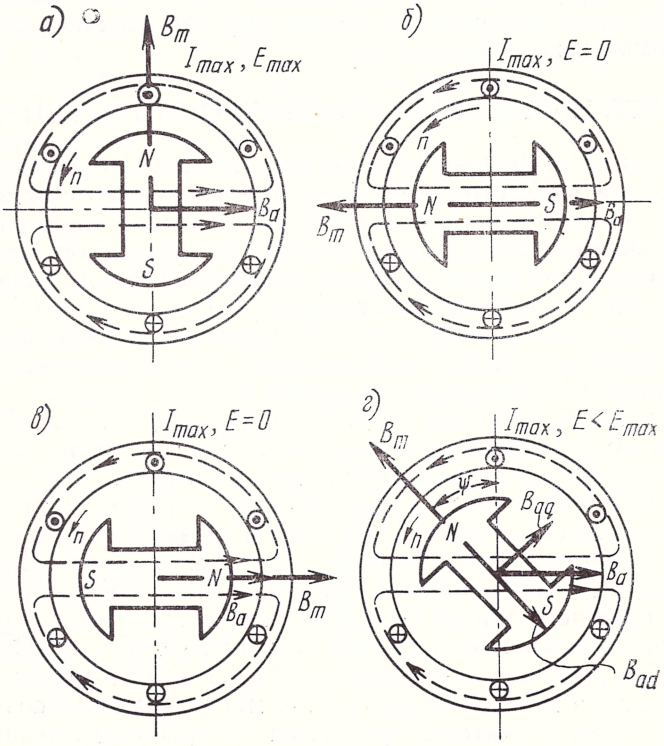

Рис. 4.3. Взаимное расположение магнитных полей полюсов и реакции якоря при нагрузке:
а) активной; *б*) индуктивной; *в*) емкостной; *г*) активно-индуктивной

дуцируется в проводниках, находящихся в рассматриваемый момент времени под серединой полюсов.

Рассмотрим реакцию якоря при токе, совпадающем по фазе с ЭДС, т. е. максимум тока I_{max} будет в тех же проводниках обмотки якоря, что и ЭДС. Направление вектора магнитного поля многофазной обмотки совпадает с осью катушки той фазы, ток в которой максимален. Поэтому вектор магнитного поля якоря B_a направлен по поперечной оси полюсов (рис. 4.3*а*). Поперечное поле якоря перераспределяет поток полюсов, усиливая его под одним краем (сбегающим) и ослабляя под другим краем полюса (набегающим).

За счет насыщения стали магнитный поток под одним краем полюса увеличивается в меньшей степени, чем уменьшается под другим. Поэтому при увеличении нагрузки несколько уменьшается результирующее магнитное поле.

Если ток отстает от ЭДС на четверть периода, т. е. ток максимален в проводниках, в которых максимум ЭДС был четверть периода назад, то вектор магнитного поля B_a в этом случае будет направлен по продольной оси полюсов встречно вектору магнитного поля полюсов B_m (рис. 4.3*б*). Поэтому результирующий магнитный поток в этом случае будет меньше магнитного потока при холостом ходе.

Если ток опережает ЭДС на $\pi/2$, т. е. ток максимален в проводниках, в которых максимум ЭДС будет через четверть периода, то вектор магнитного поля якоря будет направлен по продольной оси полюсов согласно с вектором магнитного поля полюсов (рис. 4.3*в*). Поэтому результирующий поток при емкостной нагрузке будет больше магнитного потока при холостом ходе.

На практике чаще всего генератор имеет смешанную активно-индуктивную нагрузку, реже активно-емкостную нагрузку. Поэтому вектор магнитного поля якоря направлен под некоторым углом ψ к вектору магнитного поля полюсов.

В машинах с явно выраженными полюсами воздушный зазор между статором и ротором под полюсами значительно меньше, чем в междуполюсном пространстве, т. е. магнитное сопротивление по продольной оси полюсов значительно меньше магнитного сопротивления по поперечной оси полюсов. Поэтому величина поля якоря в такой машине зависит от направления вектора магнитного поля якоря в пространстве, т. е. от характера нагрузки.

Пространственный угол между векторами магнитных полей якоря и полюсов определяется временным сдвигом между векторами ЭДС и тока в обмотке статора, а также числом пар полюсов машины. Для количественной оценки реакции якоря воздействие магнитного поля якоря на поле полюсов рассматривается раздельно по продольной и поперечной осям полюсов.

На рис. 4.3*г* показано взаимное расположение векторов магнитного поля полюсов B_m и поля якоря B_a, а также продольной $B_{ad}=B_a \sin\psi$ и поперечной $B_{aq}=B_a \cos\psi$ составляющих его при активно-индуктивной нагрузке. Если пренебречь насыщением ста-

ли, то результирующее магнитное поле машины при нагрузке определяется как геометрическая сумма потоков полюсов и якоря по продольной и поперечной осям, т. е. $\dot{B}_{\text{р}}=\dot{B}_m+\dot{B}_{ad}+\dot{B}_{aq}$. При насыщении стали вместо взаимодействия магнитных полей необходимо рассматривать взаимодействие НС, т. е.

$$\dot{F}_{\text{р}}=\dot{F}_m+\dot{F}_{ad}+\dot{F}_{aq}.$$

В машине с неявно выраженными полюсами воздушный зазор между ротором и статором одинаков по всей длине окружности статора, т. е. магнитное сопротивление примерно одинаково. Поэтому поток якоря не зависит от характера нагрузки и результирующий поток при нагрузке (без учета насыщения стали) равен геометрической сумме потоков полюсов и якоря, т. е. $\dot{B}_{\text{р}}=\dot{B}_m+\dot{B}_a$.

Уравнение равновесия ЭДС для фазы обмотки статора синхронного генератора с неявно выраженными полюсами может быть записано в следующем виде:

$$u=-w K_{\text{об}}\left(\frac{d\Phi_m}{dt}+\frac{d\Phi_a}{dt}+\frac{d\Phi_{Sa}}{dt}\right)-ir$$

или

$$\dot{U}=\dot{E}_0+\dot{E}_a+\dot{E}_{Sa}-\dot{I}r.$$

Активное сопротивление фазы обмотки статора r очень мало и последним слагаемым этого уравнения можно пренебречь ($\dot{I}r\approx 0$). ЭДС рассеяния пропорциональна току нагрузки и отстает от него по фазе на $\pi/2$, т. е. $\dot{E}_{Sa}=-\text{i}\dot{I}x_S$, ($x_S$ — индуктивное сопротивление обмотки статора, обусловленное потоком рассеяния). ЭДС E_a, индуцируемая полем якоря, также пропорциональна току (без учета насыщения стали) и отстает от его на $\pi/2$, т. е. $E_a=-\text{i}\dot{I}x_a$ (x_a — индуктивное сопротивление, обусловленное потоком якоря). Поэтому уравнение равновесия ЭДС фазы обмотки статора можно записать в следующем виде:

$$\dot{U}=\dot{E}_0-\text{i}\,\dot{I}\,x_{\text{с}}, \qquad (4.1)$$

где $x_{\text{с}}=x_S+x_a$ — синхронное индуктивное сопротивление фазы обмотки статора, учитывающее потоки рассеяния и якоря.

Механическая мощность P_1, подводимая к синхронному генератору от первичного двигателя, преобразуется им в электромагнитную P_ψ

$$P_\psi=P_1-P_{\text{мех}}-P_{\text{ст}}-P_{\text{в}}=P_1-P_0,$$

где $P_{\text{мех}}$ — механические потери в синхронном генераторе на трение о воздух и в подшипниках; $P_{\text{ст}}$ — потери мощности в стали якоря; $P_{\text{в}}$ — потери мощности в цепи возбуждения синхронного генератора; P_0 — потери мощности в генераторе при холостом ходе.

Полезная мощность генератора $P_{\text{г}}$, отдаваемая им в нагрузку, меньше электромагнитной, так как часть этой мощности теряется

в обмотках якоря, обладающих активным сопротивлением. Если пренебречь потерями в обмотках якоря $P_м$ ($P_м \ll P_ψ$), то можно считать полезную мощность генератора равной электромагнитной мощности ($P_г \approx P_ψ$), т. е.

$$m U I \cos\varphi \approx m E_0 I \cos\psi = P_ψ,$$

где m — число фаз генератора; E_0, U, I — ЭДС, напряжение и ток в фазе обмотки якоря; φ — угол между векторами $\dot{U}$ и $\dot{I}$; ψ — угол между векторами $\dot{E}_0$ и $\dot{I}$.

Из векторной диаграммы рис. 4.4, построенной на основании ур-ния (4.1), следует, что

$$\cos\psi = BC/AB = U \sin\theta / I x_c.$$

Поэтому электромагнитная мощность генератора с неявно выраженными полюсами

$$P_ψ = m E_0 I \cos\psi = (m U / x_c) E_0 \sin\theta, \qquad (4.2)$$

где θ — угол между векторами $\dot{E}_0$ и $\dot{U}$, т. е. между осями магнитных полей полюсов и результирующего поля машины.

Электромагнитный момент, развиваемый машиной

$$M_ψ = \frac{P_ψ}{(2\pi n/60)} = \frac{P_ψ}{(2\pi f/p)} = \frac{pm}{2\pi f} \frac{U}{x_c} E_0 \sin\theta. \qquad (4.3)$$

При $\theta = 0$ электромагнитная мощность равна нулю. В этом случае оси магнитных полей полюсов и результирующего поля совпадают и вращаются синхронно. Между этими полями будет взаимодействие лишь в осевом направлении и электромагнитный момент равен нулю.

При увеличении электромагнитной мощности (за счет увеличения тока нагрузки или ЭДС) синхронного генератора, работающего на автономную нагрузку, результирующее поле получит отрицательное ускорение и будет перемещаться относительно поля полюсов.

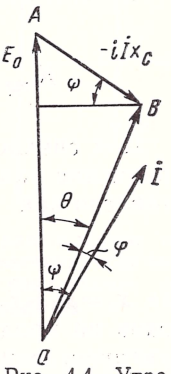

Рис. 4.4. Упрощенная векторная диаграмма синхронного генератора с индуктивной нагрузкой

В этом случае оси магнитных полей не совпадают ($\theta > 0$), магнитные линии растягиваются и появляется тангенциальная составляющая вектора магнитной индукции. В результате будет создаваться электромагнитный момент $M_ψ > M_1$, что уменьшит скорость вращения генератора. Уменьшение скорости вращения увеличит момент первичного двигателя при одновременном уменьшении ЭДС, индуцируемой в обмотках якоря, а следовательно, электромагнитной мощности, электромагнитного момента и угла θ. Переходный процесс закончится при некотором значении угла $\theta = \theta_1$, отличном от нуля, при котором будет иметь равенство моментов первичного двигателя и электромагнитного момента генератора. Равенство моментов $M_1 = M_ψ$ является условием установившегося режима рабо-

ты генератора (предполагается, что потерь при холостом ходе генератора нет, т. е. $P_0=0$).

Нормальная работа аппаратуры возможна лишь при незначительном изменении частоты тока в нагрузке. Поэтому при работе синхронного генератора на нагрузку необходимо, чтобы первичный двигатель имел жесткую скоростную характеристику, т. е. незначительное изменение скорости вращения вызывало существенное изменение момента M_1 на валу двигателя.

Всякое изменение момента первичного двигателя изменяет угол θ, а следовательно, электромагнитный момент и мощность машины. Устойчивая работа машины возможна лишь в том случае, когда положительным приращениям момента первичного двигателя будут соответствовать положительные приращения электромагнитного момента, т. е. $dM_\psi/d\theta>0$.

Так как в соответствии с выражением (4.3)

$$\frac{dM_\psi}{d\theta}=\frac{pm}{2\pi f}\frac{U}{x_c}E_0\sin\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right),$$

то устойчивая работа машины возможна при изменении угла θ в пределах от 0 до $\pi/2$. Номинальной нагрузке машины соответствует значение угла $\theta_н\approx 25—30°$.

Отношение максимальной мощности к номинальной определяет перегрузочную способность машины, т. е.

$$K_{пер}=\frac{P_{\psi\,max}}{P_{\psi\,н}}=\frac{M_{\psi\,max}}{M_{\psi\,н}}=\frac{\sin\frac{\pi}{2}}{\sin\theta_н}=\frac{1}{\sin\theta_н}.$$

Для синхронного генератора с явно выраженными полюсами уравнение равновесия ЭДС фазы обмотки якоря может быть представлено как

$$\dot{U}=\dot{E}_0-\mathrm{i}\,\dot{I}_d x_d-\mathrm{i}\,I_q x_q.$$

где $x_d=x_S+x_{ad}$ — синхронное индуктивное сопротивление от потоков по продольной оси полюсов; $x_q=x_S+x_{aq}$ — синхронное индуктивное сопротивление от потоков по поперечной оси полюсов; I_d, I_q — продольная и поперечная составляющие тока нагрузки.

Поперечное поле реакции якоря встречает на своем пути большое магнитное сопротивление, так как длина воздушного промежутка в междуполюсном пространстве велика. Продольное поле реакции якоря в основном замыкается по стали, встречая небольшие воздушные зазоры. Поэтому синхронные индуктивные сопротивления от потоков по продольной и поперечной осям полюсов различны, причем $x_d>x_q$. Синхронное сопротивление x_q постоянно и не зависит от магнитного состояния материала машины. Сопротивление x_d уменьшается по мере увеличения степени насыщения стали (так же как и сопротивление x_c в машинах с неявно выраженными полюсами).

Выражение для электромагнитной мощности машины с явно выраженными полюсами имеет следующий вид [2]:

$$P_{\psi} = \frac{mU}{x_d} E_0 \sin\theta + \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta.$$

Второе слагаемое в выражении для электромагнитной мощности появляется за счет различия магнитных сопротивлений по продольной и поперечной осям полюсов. Оно не зависит от E_0 и от тока возбуждения. Ротор стремится ориентироваться в магнитном поле так, чтобы представлять собой наименьшее магнитное сопротивление, что создает добавочную мощность, которая тем больше, чем больше неравенство магнитных сопротивлений по продольной и поперечной осям, т. е. чем больше различие между синхронными реактивными сопротивлениями x_d и x_q.

4.3. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Для повышения КПД генераторов и первичных двигателей и облегчения резервирования станции на электрических станциях устанавливают несколько синхронных генераторов, предназначенных для параллельной работы. В зависимости от потребляемой мощности включается такое количество генераторов, чтобы нагрузка каждого из них была близка к номинальной.

В свою очередь, электрические станции объединяются между собой для параллельной работы на одну общую энергосистему, позволяющую наилучшим образом решить задачу производства и распределения электрической энергии в техническом и экономическом отношениях.

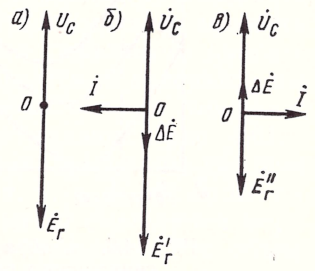

Рис. 4.5. Уравнительные токи при изменении тока возбуждения синхронного генератора

Положим, что синхронный генератор включен на параллельную работу с сетью бесконечно большой мощности. Такое предположение дает возможность принять напряжение и частоту тока сети постоянными при любых изменениях режима работы генератора, т. е.

$$U_c = \text{const} \quad \text{и} \quad f_c = \text{const}.$$

Пусть при включении генератора в сеть были выполнены все условия для параллельного включения (см. § 12.5), т. е. $\dot{E}_г = -\dot{U}_c$, что показано на векторной диаграмме рис. 4.5*а*.

Следовательно, сумма ЭДС генератора и напряжения сети равна нулю и ток в обмотке якоря равен нулю, т. е. генератор не нагружен (холостой ход).

Если увеличить ток возбуждения, то ЭДС (рис. 4.5*б*) будет больше напряжения сети. Геометрическая сумма $\Delta\dot{E} = \dot{E}_г + \dot{U}_c$ не равна нулю, и под действием результирующей ЭДС протекает уравнительный ток $\dot{I}$. Ток встречает на своем пути только синхрон-

ное реактивное сопротивление генератора x_c, так как активным сопротивлением обмотки якоря за малостью можно пренебречь, а внутреннее сопротивление бесконечно мощной сети равно нулю. Следовательно, уравнительный ток является чисто реактивным и отстает от $\Delta\dot{E}$ на $\pi/2$, т. е. $\dot{I}=\Delta\dot{E}/ix_c$.

Если уменьшить ток возбуждения, то ЭДС генератора (рис. 4.5*в*) окажется меньше напряжения сети и вектор $\Delta\dot{E}$ будет совпадать с вектором напряжения сети. В этом случае уравнительный ток опережает ЭДС генератора на $\pi/2$.

Таким образом, изменение тока возбуждения синхронного генератора при его параллельной работе с мощной сетью меняет реактивные ток и мощность, но активные мощность и составляющая тока якоря остаются неизменными.

Зависимость тока в обмотках якоря от тока возбуждения, при неизменном напряжении сети и неизменной активной мощности, вырабатываемой генератором, имеет вид U-образной характеристики. При электромагнитной мощности, равной нулю ($P_\psi=0$), уменьшение тока возбуждения от значения, соответствующего ра-

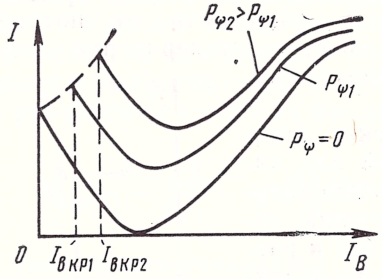

Рис. 4.6. U-образные кривые синхронного генератора

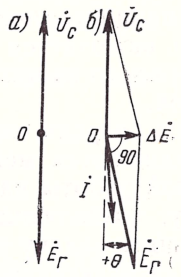

Рис. 4.7. Уравнительные токи при изменении угла θ

венству $E_г=U_c$ до нуля, вызывает увеличение тока в обмотках якоря от нуля до максимального значения, равного $(U_c—E_{0ст})/x_c$ (рис. 4.6). При этом ток якоря носит емкостный характер по отношению к генератору и индуктивный по отношению к сети.

Увеличение тока возбуждения от значения, соответствующего равенству $E_г=U_c$, также увеличивает ток якоря. При этом он носит индуктивный характер по отношению к генератору и емкостный по отношению к сети.

Для изменения активной мощности синхронного генератора нужно изменить угол θ, воздействуя на момент первичного двигателя Пусть генератор включен в сеть так, что его ЭДС равна и противоположна напряжению сети (рис. 4.7*а*), т. е. $\dot{E}_г=—U_c$, $\theta=0$.

Если увеличить момент первичного двигателя, то ротор получает некоторое ускорение и его поле перемещается относительно

результирующего. Силовые линии магнитного поля в воздушном зазоре растягиваются, т. е. растет электромагнитный тормозной момент M_ψ. При восстановлении равновесия моментов первичного двигателя и тормозного генератора магнитные поля вновь становятся неподвижными друг относительно друга, но сдвигаются на угол θ. Вектор ЭДС обмотки якоря (рис. 4.7*б*) опережает начальное значение на угол $+\theta$. Геометрическая сумма ЭДС генератора и напряжения сети не равна нулю, т. е. появилась результирующая ЭДС $\Delta\dot{E}$, под действием которой протекает уравнительный ток $\dot{I}$, отстающий от $\Delta\dot{E}$ на $\pi/2$. Вектор тока якоря почти совпадает с вектором ЭДС, т. е. машина вырабатывает электрическую энергию ($P_\psi > 0$).

Из выражения (4.2) следует, что при постоянном значении электромагнитной мощности $P_\psi = P_{\psi 1} > 0$ $E_0 \sin\theta$ также неизменно. Поэтому изменение тока возбуждения, при неизменной электромагнитной мощности, вырабатываемой генератором, изменяет угол θ. Уменьшение тока возбуждения уменьшает E_0 и угол θ увеличивается. Так как устойчивая работа машины возможна лишь при изменении угла θ от 0 до $\pi/2$, то ток возбуждения можно уменьшать до некоторого критического значения $I_{в\,кр}$, при котором угол θ равен $\pi/2$. При токе возбуждения, меньшем критического, генератор не может развить нужного электромагнитного момента, который бы уравновесил вращающий момент первичного двигателя, скорость вращения непрерывно увеличивается, и генератор выходит из синхронизма. Увеличение электромагнитной мощности увеличивает критические значения тока возбуждения (рис. 4.6).

При увеличении электромагнитной мощности машины увеличивается активная составляющая тока якоря, т. е. U-образные характеристики смещаются вверх, а их минимумы смещаются вправо (рис. 4.6), в область больших токов возбуждения. Это объясняется тем, что при увеличении нагрузки генератора, т. е. при увеличении тока якоря, увеличиваются потоки якоря и рассеяния. Для создания неизменных фазных сдвигов, соответствующих минимуму U-образной характеристики ($\cos\varphi = 1$), в машине нужны неизменные магнитные условия. Поэтому для компенсации реакции якоря и потока рассеяния, при увеличении нагрузки надо увеличивать и поток полюсов, т. е. увеличивать ток возбуждения.

Обычно синхронные генераторы возбуждаются так, что отдают в систему помимо активной мощности реактивную мощность индуктивного характера, необходимую для работы асинхронных двигателей, трансформаторов и других электромагнитных аппаратов, т. е. работают на правой ветви U-образной характеристики.

4.4. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Синхронный двигатель не имеет принципиальных конструктивных отличий от синхронного генератора. На статоре двигателя помещается трехфазная обмотка, при включении которой в сеть

трехфазного переменного тока будет создано вращающееся магнитное поле, число оборотов в минуту которого $n_1 = 60 f_1/P$.

На роторе двигателя помещена обмотка возбуждения, которую включают в сеть постоянного тока. Ток возбуждения создает магнитный поток полюсов. Вращающееся магнитное поле, созданное токами обмотки статора, увлекает за собою полюсы ротора. При этом ротор может вращаться только с синхронной скоростью, т. е. со скоростью, равной скорости вращения поля статора. Таким образом, скорость синхронного двигателя строго постоянна, если неизменна частота тока питающей сети.

Предположим, что в сеть большой мощности включен синхронный генератор так, что выполнены все необходимые для этого условия, т. е. тока при включении генератора нет, следовательно, $\dot{E}_г = \dot{U}_г = -\dot{U}_с$ (рис. 4.8*а*). В этом случае оси магнитных полей ротора и статора совпадают (угол $\theta = 0$), а электромагнитный момент и электромагнитная мощность машины равны нулю.

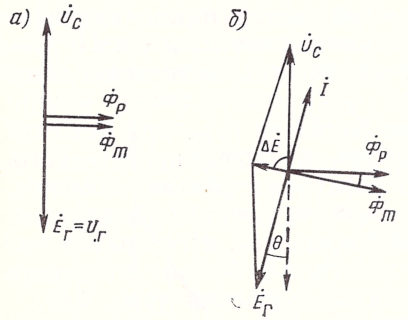

Рис. 4.8. Векторные диаграммы при:
а) $\theta = 0$; *б*) $\theta < 0$

Если отключить первичный двигатель, то за счет потерь в машине ротор получит отрицательное ускорение и поле ротора ($\Phi_т$) сместится в сторону отставания относительно поля статора ($\Phi_р$) на угол θ. Вращающееся поле статора увлекает за собою ротор и машина развивает вращающий момент. При этом векторы $\dot{E}_г$ и $-\dot{U}_с$ не совпадают и в цепи машины возникает уравнительный ток. Его вектор почти совпадает с вектором напряжения сети, т. е. машина является потребителем электрической энергии (рис. 4.8*б*). При увеличении нагрузки на валу синхронного двигателя будет увеличиваться и угол θ, а значит, и ток в статоре, и вращающий момент.

Достоинство синхронных двигателей в том, что они могут представлять собою емкостную нагрузку для сети. Такой двигатель повышает $\cos\varphi$ всего предприятия, компенсируя реактивную мощность других приемников энергии. Также достоинством синхронных двигателей является меньшая, чем у асинхронных, чувствительность к изменению напряжения питающей сети. У синхронных двигателей вращающий момент пропорционален напряжению сети в первой степени, тогда как у асинхронных — квадрату напряжения.

Синхронные двигатели выполняют преимущественно с явно выраженными полюсами и работают они в нормальном режиме при опережающем $\cos\varphi = 0{,}8$. Синхронные двигатели возбуждают от возбудителя или от сети переменного тока через выпрямители.

Существенным недостатком синхронных двигателей является отсутствие у них пускового момента. Для обеспечения пускового момента они снабжаются специальной обмоткой (пусковой), выполненной так же, как и короткозамкнутая обмотка асинхронного двигателя.

4.5. РАБОТА НАГРУЖЕННОГО СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В установившемся режиме ротор синхронного двигателя вращается со скоростью n, равной скорости вращения магнитного поля.

Установившийся режим работы синхронного двигателя обеспечивается при равенстве электромагнитного (вращающего) момента $M_{вр}$, развиваемого двигателем тормозному моменту на валу $M_{тор}$, равного сумме момента нагрузки $M_н$ и момента холостого хода M_0, обусловленного потерями в двигателе при холостом ходе, т. е.

$$M_{вр} = M_н + M_0 = M_{тор}.$$

Вращающий момент синхронного двигателя с явно выраженными полюсами определяется следующим выражением:

$$M_{вр} = \frac{mp}{2\pi f}\frac{U}{x_d}E_0 \sin\theta + \frac{mp}{2\pi f}\frac{U^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta,$$

где m — число фаз обмотки статора; f — частота тока питающей сети; p — число пар полюсов машины; x_d и x_q — синхронные реактивные сопротивления обмотки статора от потоков по продольной и поперечной осям; U — напряжение (фазное), подведенное к обмотке статора; θ — угол между осями результирующего магнитного потока и потока полюсов.

С увеличением момента нагрузки $M_н$ на валу двигателя тормозной момент становится больше вращающего. Поэтому ротор, а следовательно, поле полюсов получит отрицательное ускорение и начнет перемещаться относительно поля статора, что увеличит угол θ и вращающий момент. Угол θ будет изменяться до тех пор, пока вращающий момент не станет равным тормозному.

Устойчивая работа синхронного двигателя возможна при $dM_{вр}/d\theta > 0$, т. е. при изменении угла θ от 0 до некоторого критического значения $\theta_к$, соответствующего максимальному значению вращающего момента. Угол $\theta_к$ равен примерно 70°. Дальнейший рост нагрузки (угла θ) уменьшает вращающий момент, что ведет к «выпаданию» двигателя из синхронизма и к его остановке.

Отношение максимального момента к номинальному называется перегрузочной способностью. Обычно перегрузочная способность синхронных двигателей $M_{макс}/M_{ном} = 2—3$.

Электрические машины постоянного тока

5.1. УСТРОЙСТВО МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Электрическая машина постоянного тока состоит из неподвижной части, называемой статором и вращающейся части, называемой якорем. Статор (рис. 5.1*а*) представляет собой цилиндрическую станину *1*, на внутренней поверхности которой при помощи болтов укреплены главные полюсы *2* и дополнительные полюсы *3*. Станина являющаяся в машинах постоянного тока не только механической основой конструкции, но и магнитопроводом, отливается из стали.

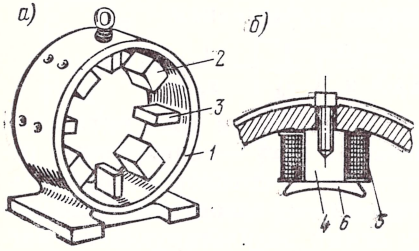

Рис. 5.1. Машина постоянного тока: *а*) устройство; *б*) главный полюс

Главный полюс (рис. 5.1*б*) представляет собой электромагнит, создающий магнитный поток. Он состоит из сердечника *4*, катушки возбуждения *5* и полюсного наконечника *6*. В машинах небольшой мощности сердечники главных полюсов выполняются литыми, а полюсные наконечники набираются из отдельных пластин электротехнической стали. В машинах средней и большой мощности сердечники главных полюсов и полюсные наконечники выполняются как одно целое из отдельных листов электротехнической стали, что облегчает выполнение полюса, а также уменьшает потери энергии от вихревых токов в полюсных наконечниках.

Полюсной наконечник удерживает катушку возбуждения на полюсе и обеспечивает равномерное распределение магнитного поля под полюсом. Полюсному наконечнику придают такую форму, при которой воздушный зазор между полюсом и якорем одинаков по всей длине полюсной дуги. Катушки возбуждения всех главных полюсов соединяются последовательно, образуя обмотку возбуждения. Катушка возбуждения выполняется из медного изолированного провода. Добавочные полюсы устанавливаются в средних точках между главными полюсами и представляют собой сердечники с помещенными на них катушками. В машинах малой и сред-

ней мощности к торцам станины прикреплены подшипниковые щиты с шариковыми или роликовыми подшипниками, в которых вращается вал якоря. В машинах большой мощности подшипники обычно выносят на отдельные стояки.

Якорь машины постоянного тока (рис. 5.2) состоит из сердечника *1*, обмотки *2*, коллектора *3* и вала *4*. Сердечник якоря представляет собой цилиндр, собранный для уменьшения потерь от вихревых токов из изолированных листов электротехнической стали толщиной 0,35 или 0,5 мм. На внешней поверхности сердечника якоря имеются пазы, которые обычно выполняются под некоторым углом к оси цилиндра для уменьшения пульсации магнитного поля в воздушном зазоре. В машинах средней мощности пазы делают открытыми. В машинах малой мощности — полузакрытыми.

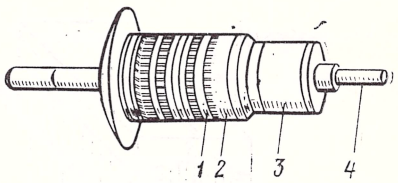

Рис. 5.2. Якорь машины постоянного тока

Обмотка якоря выполняется из медного изолированного провода круглого или прямоугольного поперечного сечения и состоит из секций, изготавливаемых на особых шаблонах. Секции могут быть одновитковыми и многовитковыми. Активные стороны секций помещаются в пазах якоря и закрепляются при помощи специальных деревянных клиньев. Лобовые части секций закрепляются при помощи бандажей из стальной проволоки. Все секции обмотки якоря соединяются между собой последовательно, образуя замкнутую цепь. Конец одной секции и начало другой, следующих одна за другой по схеме обмотки, присоединяются к одной коллекторной пластине. Число секций независимо от схемы обмотки всегда равно числу коллекторных пластин.

В проводниках обмотки машины постоянного тока при их вращении в магнитном поле индуцируются переменные ЭДС. Для преобразования переменных ЭДС в постоянную применяется коллектор, являющийся механическим выпрямителем. Простейший коллектор представляет собой медное кольцо (рис. 5.3*а*), разделенное на две равные части *К1* и *К2*, называемые коллекторными пластинами. Эти пластины, изолированные как друг от друга, так и от вала машины, жестко укреплены на валу и вращаются вместе с витком. На коллекторе помещаются неподвижные щетки *Щ1* и *Щ2*, на которых ЭДС не будет менять знака (кривая $e_щ$ на рис. 5.3*в*), так как каждая из щеток в любой момент времени соприкасается с коллекторной пластиной, соединенной с активным проводником, находящимся под полюсом определенной полярности.

Однако ЭДС на зажимах такой простейшей машины будет иметь большую пульсацию. Для ее уменьшения следует увеличить число коллекторных пластин. Если в магнитном поле полюсов поместить два витка (рис. 5.4*а*), оси которых сдвинуты на 90° в пространстве, и концы этих витков соединить с четырьмя коллекторными пластинами, то при вращении витков ЭДС, индуцируемые

в них, окажутся сдвинуты по фазе на $\pi/2$. Если щетки поместить так, чтобы они соприкасались с витком, ЭДС в котором имеет наибольшее в данный момент значение (под центрами полюсов), то на зажимах машины будет получена ЭДС (рис. 5.4*в*), пульса-

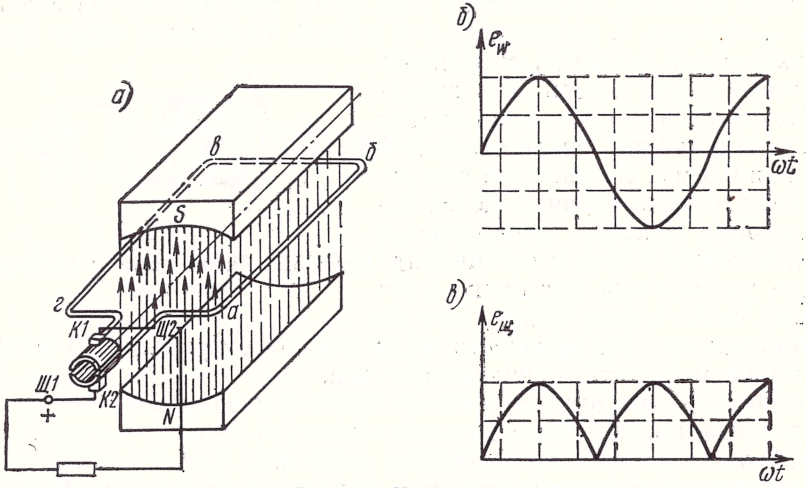

Рис. 5.3. Коллектор:
а) устройство; *б*) и *в*) кривые изменения ЭДС в витке и на щетках соответственно

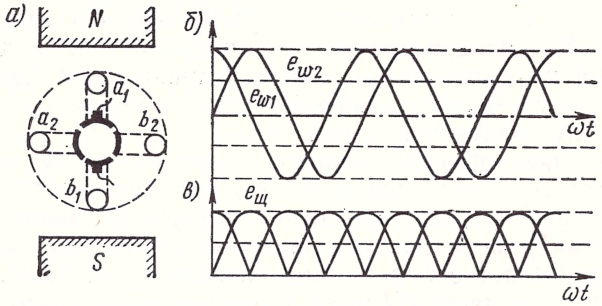

Рис. 5.4. Коллектор с четырьмя пластинами:
а) устройство; *б*) кривые изменения ЭДС в витках и на щетках соответственно

ция которой много меньше, чем при двух коллекторных пластинах. При дальнейшем увеличении числа коллекторных пластин пульсация ЭДС уменьшается и при 16 пластинах на пару полюсов амплитуда первой гармоники переменной составляющей становится меньше 1%.

Коллектор представляет собой цилиндр, состоящий из отдельных пластин. Коллекторные пластины изготавливаются из твердотянутой меди и изолируются между собой и от корпуса прокладками из миканита.

Для крепления на втулке коллекторным пластинам *1* (рис. 5.5) придают форму «ласточкина хвоста», который зажимается между выступом на втулке *3* и нажимным кольцом *2*, имеющим форму соответствующую форме пластины. Нажимное кольцо крепится к втулке гайкой *4* (или болтами). Коллектор изолируется от корпуса машины изоляционными прокладками *5*. Концы секций обмотки припаиваются к выступам на коллекторных пластинах, называемым «петушками» *6*. Коллектор является конструктивно наиболее сложной и наиболее ответственной частью машины. Его поверхность должна быть строго цилиндрической во избежание биения и искрения щеток.

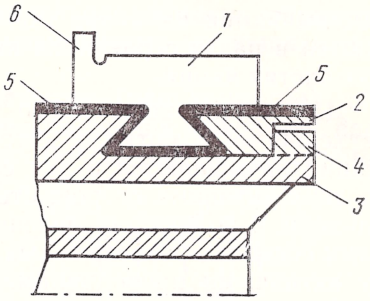

Рис. 5.5. Устройство коллектора

Обмотки якоря соединяются с внешней цепью скользящим контактом коллектора с неподвижными щетками. Щетки могут быть графитными, угольно-графитными или бронзо-графитными. В машинах высокого напряжения применяются графитные щетки, с большим переходным сопротивлением между щеткой и коллектором, в машинах низкого напряжения — бронзо-графитные щетки. Щетки располагают в щеткодержателях и прижимают к коллектору пружинами. Щеткодержатели укрепляются на щеточных болтах — пальцах, закрепленных на траверсе. Щеточные пальцы изолируются от траверсы изоляционными шайбами и втулками. Число щеткодержателей обычно равно числу полюсов. Траверса устанавливается на подшипниковом щите в машинах малой и средней мощности или прикрепляется к станине в машинах больших мощностей. Траверсу можно поворачивать и этим изменять положение щеток относительно полюсов.

Обычно траверса устанавливается в таком положении, при котором расположение щеток в пространстве совпадает с расположением средних точек главных полюсов.

5.2. ОБМОТКИ ЯКОРЕЙ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Как было показано выше, обмотки якорей машин постоянного тока изготовляются из изолированных медных проводов, а в машинах больших мощностей — из шин прямоугольного поперечного сечения и выполняются замкнутыми. При изготовлении обмотки из шин прямоугольного поперечного сечения они выполняются стержневыми, и каждая секция может состоять из двух активных проводов (одновитковая секция). Из изолированного медного провода секции обмоток изготовляются в виде катушек с определенным числом витков (многовитковые секции).

Процесс изготовления обмоток может быть ручным и шаблонным. В первом случае секции обмоток наматываются на сердечнике якоря вручную. Во втором случае секции обмоток наматываются на специальных шаблонах, изолируются и в готовом виде укладываются на якоре так, что активные части секций располагаются в пазах сердечника якоря, а лобовые соединения на торцевых частях якоря.

Для машин постоянного тока особенно удобны шаблонные двухслойные обмотки, у которых в пазах якоря активные части секций размещаются в два слоя. Каждая секция обмотки состоит из двух активных сторон, отстоящих друг от друга на расстоянии, близком к полюсному делению τ, т. е. расстоянию между серединами соседних разноименных полюсов. При таком расстоянии между активными проводниками (шаге обмотки) ЭДС, индуцированные в них, будут направлены в одну сторону, и ЭДС секции будет иметь наибольшее значение. Одна активная часть секции находится в верхнем слое паза, другая — в нижнем слое паза. При изображении развернутых схем обмоток активные стороны, лежащие в верхнем слое паза, изображаются сплошной линией, а стороны нижнего слоя — пунктирной. Концы секции соединяются как с другими секциями обмотки, так и с коллекторными пластинами.

Секции, образующие обмотку, соединяются между собой так, чтобы индуцированные в них ЭДС были направлены согласно. Для этого начальные (или конечные) проводники последовательно соединенных секций должны находиться в любой момент под полюсами одинаковой полярности.

В зависимости от порядка соединения секций друг с другом обмотки могут быть параллельными (петлевыми) и последовательными (волновыми). На рис. 5.6 показана (толстой линией) одновитковая секция параллельной обмотки, состоящая из активной части верхнего слоя паза *1* и нижнего слоя паза $1+y_1$. В этих обмотках последовательно соединяются между собой секции, начальные (или конечные) активные стороны которых находятся под одним полюсом. Таким образом, секция параллельной обмотки находится между двумя соседними коллекторными пластинами (*1* и *2*), причем в многовитковых секциях к пластине *1* присоединяется начало первого витка, а к пластине *2* — конец последнего витка, соединяемый с началом следующей секции. Любая коллекторная пластина (например, *1*) соединяется с двумя активными проводами, в каждом из которых протекает ток одной параллельной ветви обмотки i_a, так что между двумя щетками различной полярности обмотка образует две параллельные ветви.

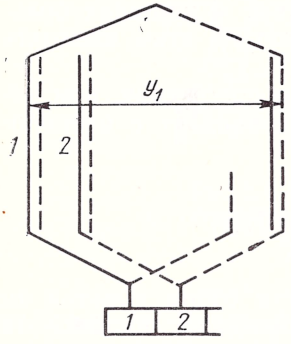

Рис. 5.6. Развернутая схема простой параллельной обмотки

При параллельных обмотках число щеток должно быть всегда равно числу полюсов $2p$ и, следовательно, число параллельных ветвей $2a$ в этих обмотках равно числу полюсов, т. е. $2a = 2p (a = p)$.

При большом числе полюсов параллельная обмотка образует много параллельных ветвей, что дает возможность уменьшить ток и поперечное сечение провода обмотки.

В последовательных обмотках начальные (или конечные) активные части соединяемых последовательно секций находятся под разными полюсами одинаковой полярности. На рис. 5.7 показаны

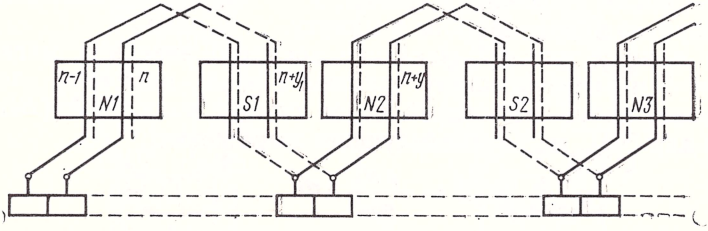

Рис. 5.7. Развернутая схема простой последовательной обмотки

две секции последовательной одновитковой обмотки. Последовательные обмотки (простые) образуют только две параллельные ветви при любом числе полюсов. Поэтому при такой обмотке последовательно соединяется между щетками различной полярности большое число активных проводов, что целесообразно для машин высокого напряжения и относительно небольших токов.

Щетки на коллекторе должны быть установлены так, чтобы во всех проводниках между щетками ЭДС имела одинаковое направление. В этом случае ЭДС машины будет максимальной.

5.3. ЭДС МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В проводнике, перемещающемся в магнитном поле в направлении, перпендикулярном направлению магнитных линий этого поля, создается ЭДС

$$e_x = B_x l v,$$

где B_x — значение магнитной индукции в точке, где в данный момент находится проводник; l — длина проводника; v — скорость перемещения проводника.

На якоре машины укладывается большое число проводников, которое обозначим буквой N. Если щетки расположены на физической нейтрали, т. е. линии, проходящей через точки окружности якоря, где магнитная индукция равна нулю, то ЭДС одной параллельной ветви равна сумме ЭДС активных сторон проводников этой ветви. В каждой параллельной ветви обмотки будет последовательно включено $N/2a$ проводников.

Таким образом, ЭДС машины

$$E = \sum_{x=1}^{N/2a} e_x = \sum_{x=1}^{N/2a} B_x lv = B(N/2a)lv,$$

где B — среднее значение магнитной индукции на полюсном делении.

Скорость перемещения проводников в магнитном поле

$$V = 2p\tau(n/60),$$

где $2p$ — число полюсов машины; τ — полюсное деление; n — число оборотов якоря машины в минуту.

Имея в виду, что произведение среднего значения магнитной индукции B на осевую длину полюса l и на полюсное деление представляет собой магнитный поток одного полюса Φ ($Bl\tau = \Phi$), получим для ЭДС машины следующее выражение:

$$E = \frac{pN}{60a} n\Phi. \qquad (5.1)$$

Для каждой машины величину p, N и a постоянны, так что отношение $\frac{pN}{60a} = C$ представляет собой величину, постоянную для данной машины. Следовательно, ЭДС машины постоянного тока

$$E = Cn\Phi. \qquad (5.2)$$

Из этого выражения следует, что для изменения ЭДС (или напряжения) машины необходимо изменить число оборотов якоря или магнитный поток полюсов.

5.4. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ НАГРУЖЕННОЙ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При холостом ходе машины тока в якоре нет и магнитное поле создается НС полюсов. Это магнитное поле симметрично относительно оси полюсов (рис. 5.8*а*) и распределяется равномерно в воздушном зазоре. Положим, что щетки установлены на геометрической нейтрали, т. е. на линии, проходящей через центр и перпендикулярной оси полюсов.

При нагрузке машины в обмотке якоря протекает ток, который создает свое магнитное поле. Поле якоря, воздействуя на магнитное поле полюсов, изменяет и искажает его. При нагрузке машины по магнитной цепи замкнется результирующий магнитный поток $\Phi_р$, создаваемый совместным действием НС полюсов и якоря.

Результирующий магнитный поток $\Phi_р$ не равен потоку полюсов Φ_m, созданному НС обмотки возбуждения при холостом ходе. Воздействие поля, созданного током в якоре при нагрузке машины, на магнитное поле полюсов называется реакцией якоря.

Если по проводникам обмотки якоря невозбуждаемой машины пропустить от постороннего источника такой ток, который имел бы

место при нагрузке машины, то будет создано магнитное поле якоря (рис. 5.8*б*). Это поле замыкается поперек оси полюсов и называется поперечным полем реакции якоря.

Намагничивающая сила якоря под одним краем полюса (под набегающим для генератора и под сбегающим для двигателя) направлена встречно НС полюсов, а под другим краем полюса (под сбегающим для генератора и под набегающим для двигателя) —

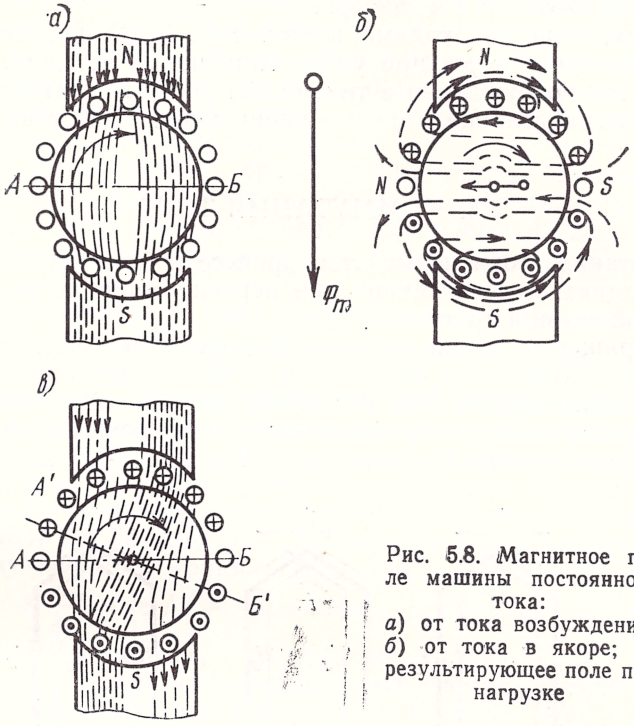

Рис. 5.8. Магнитное поле машины постоянного тока:
а) **от тока возбуждения;** *б*) **от тока в якоре;** *в*) **результирующее поле при нагрузке**

согласно с НС полюсов. Следовательно, под одним краем полюса уменьшается, а под другим увеличивается магнитная индукция.

Таким образом, для нагруженной машины результирующее магнитное поле будет несимметрично относительно оси полюсов (рис. 5.8*в*), т. е. поперечное поле реакции якоря перераспределяет магнитное поле полюсов, ослабляя его под одним краем и усиливая под другим краем полюса. Поле реакции якоря также смещает физическую нейтраль, т. е. линию, проходящую через центр якоря и перпендикулярную оси результирующего магнитного поля.

За счет насыщения стали увеличение магнитного потока под одним краем полюса будет меньшим, чем уменьшение магнитного потока под другим. Поэтому результирующий магнитный поток при нагрузке окажется меньше магнитного потока полюсов, т. е. магнитного потока при холостом ходе.

Изменение магнитного потока машины приводит в генераторах к изменению как ЭДС, так и напряжения на зажимах машины.

Кроме того, реакция якоря увеличивает напряжение между смежными коллекторными пластинами, что ухудшает коммутацию тока.

Если, например, в генераторе при неизменном токе возбуждения увеличится нагрузка (увеличится ток в якоре), то за счет размагничивающего действия поля реакции якоря магнитный поток машины уменьшается, т. е. уменьшается как ЭДС, так и напряжение на зажимах генератора.

Поэтому, если необходимо постоянство ЭДС или напряжения на зажимах генератора, при увеличении нагрузки машины увеличивают и ток возбуждения с тем, чтобы рост магнитного потока полюсов компенсировал размагничивающее действие реакции якоря.

5.5. КОММУТАЦИЯ ТОКА

Коммутацией тока называется процесс изменения направления тока в секциях обмотки якоря при переключении их из одной параллельной ветви в другую.

При вращении якоря машины коллекторные пластины поочередно соприкасаются со щетками, так что в определенные промежутки времени секции или несколько секций оказываются замкнутыми относительно небольшим сопротивлением переходных контактов между щеткой и коллектором. На рис. 5.9 показана секция

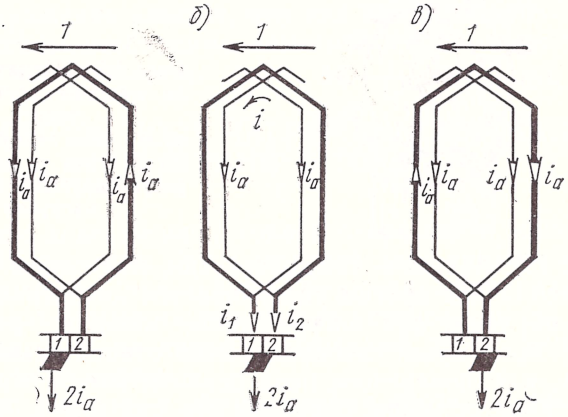

Рис. 5.9. Коммутируемая секция при коммутации:
а) в начале; *б*) в процессе; *в*) по окончании процесса (*1* — направление вращения якоря)

простой параллельной обмотки. В секции создается ток одной параллельной ветви $i_a = I_a/2a$, где $2a$ — число параллельных ветвей обмотки.

В момент, соответствующий началу коммутации, щетка соприкасается с коллекторной пластиной *1*, соединенной с двумя проводами обмотки, ток в каждом из которых равен току одной парал-

лельной ветви (рис. 5.9*а*) — i_a. Таким образом, в коллекторной пластине и щетке будет ток, равный сумме токов двух параллельных ветвей, т. е. $2i_a$. В этот момент в выделенной нами секции ток направлен против часовой стрелки и равен i_a.

В дальнейшем при вращении якоря щетка будет соприкасаться с коллекторными пластинами *1* и *2*, замыкая выделенную нами секцию (рис. 5.9*б*). В определенный момент щетка полностью перейдет на коллекторную пластину *2* и ток в секции изменит направление на обратное (рис. 5.9*в*), т. е. секция окажется переключенной из одной параллельной ветви в другую. Время переключения коммутируемой секции из одной параллельной ветви в другую, или время перехода щетки с одной коллекторной пластины на другую, называется периодом коммутации.

Период коммутации $T_к$ сравнительно мал, он определяет время, в течение которого секция замкнута щеткой накоротко. За время $T_к$ ток в секции обмотки якоря i изменяется на $2i_a$ (от $+i_a$ до $-i_a$). При этом в короткозамкнутой секции создаются следующие ЭДС.

1. Электродвижущая сила самоиндукции, вызванная изменением тока $e_S = -L\frac{di}{dt}$, где L — индуктивность секции.

2. Практически ширина щетки больше ширины коллекторной пластины в несколько раз и щетка замыкает несколько секций, в которых процесс коммутации протекает одновременно с некоторым сдвигом во времени. Кроме этого, процесс коммутации протекает одновременно под всеми щетками, помещенными на коллекторе. Поэтому помимо ЭДС самоиндукции в короткозамкнутой или коммутируемой секции создается ЭДС взаимоиндукции $e_M = -\Sigma\ M\frac{di_к}{dt}$, где M — взаимная индуктивность одновременно коммутируемых секций; $i_к$ — токи в этих секциях.

3. Активные стороны коммутируемых секций находятся в зоне внешнего магнитного поля и в них индуцируется ЭДС $e_V = 2B_к l \times V w_к$, где $B_к$ — среднее значение магнитной индукции в зоне коммутации; l — длина активных проводов; V — скорость перемещения активных проводников в магнитном поле; $w_к$ — число витков секций обмотки якоря.

ЭДС самоиндукции и взаимоиндукции согласно закону Ленца стремятся поддержать прохождение тока i в коммутируемой секции в направлении, которое имел ток до момента коммутации, т. е. задержать его изменение.

Если щетки касаются коллекторных пластин, соединенных с секциями, активные стороны которых расположены в данный момент на геометрической нейтрали (щетки установлены на геометрической нейтрали), то, при отсутствии дополнительных полюсов, ЭДС вращения создается магнитным полем обмотки якоря и совпадает по направлению с ЭДС самоиндукции и взаимоиндукции.

В этом случае полная ЭДС коммутируемой секции, равная сумме ЭДС самоиндукции, взаимоиндукции и вращения, вызывает

замедленное изменение тока, т. е. замедленную коммутацию (рис. 5.10). При замедленной коммутации увеличивается плотность тока под сбегающим краем и уменьшается под набегающим краем щетки. Увеличение плотности тока под сбегающим краем щетки является причиной искрения, которое особенно интенсивно в момент размыкания щеткой секции обмотки. Чрезмерная плотность тока при наличии разности потенциалов между щеткой и коллектором приводит к возникновению дугового разряда, который ионизирует тончайшие слои воздуха, находящегося между щеткой и коллектором, и интенсифицирует разряд. Дуга может перейти к щетке другой полярности, развив круговой огонь на коллекторе, что вызовет его повреждение.

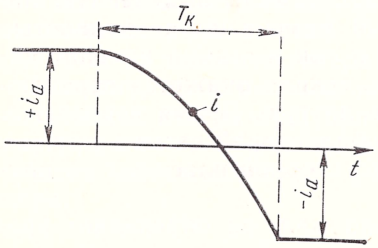

Рис. 5.10. Изменение тока коммутируемой секции при замедленной коммутации

Искрение щеток может быть вызвано также рядом других причин, как-то: неровной поверхностью коллектора, вибрацией щеток, загрязнением поверхности коллектора и др.

Даже незначительное искрение щеток является нежелательным, так как увеличивает износ щеток и коллектора и повышает нагрев последнего за счет увеличения переходного сопротивления между щеткой и коллектором.

Для улучшения коммутации необходимо уменьшить ток короткого замыкания, что можно обеспечить увеличением сопротивления короткозамкнутой цепи, уменьшением ЭДС самоиндукции e_S и взаимоиндукции e_M и созданием в коммутируемой секции такой ЭДС от внешнего поля e_V, которая компенсирует ЭДС самоиндукции и взаимоиндукции, т. е. $e_V = -(e_S + e_M)$.

Для увеличения переходного сопротивления применяют графитовые, угольные и слоистые щетки. ЭДС самоиндукции уменьшают неглубокими открытыми пазами.

Более целесообразно не конструктивное уменьшение ЭДС самоиндукции и взаимоиндукции, а их компенсация. Для этого в зоне коммутации, в которой находятся активные стороны коммутируемых секций, необходимо создать такое внешнее магнитное поле, при котором индуктируемая в секции ЭДС вращения e_V компенсировала бы ЭДС самоиндукции e_S и взаимоиндукции e_m, $e_V — e_S — e_M$. Для создания внешнего магнитного поля в зоне коммутации применяют дополнительные полюсы, которые устанавливают в нейтральной зоне.

В настоящее время почти все машины постоянного тока изготавливаются с дополнительными полюсами, так как при их наличии можно увеличить токовые нагрузки, т. е. уменьшить как массу, так и стоимость машины.

Обмотка возбуждения дополнительных полюсов соединяется последовательно с обмоткой якоря для того, чтобы ЭДС самоин-

дукции и взаимоиндукция были компенсированы при любой нагрузке машины. Для этого же магнитная система дополнительных полюсов не насыщена (магнитная индукция в сердечнике дополнительного полюса $B_к=0{,}6—0{,}8\ T$), что возможно при создании сравнительно больших воздушных промежутков между сердечником якоря и дополнительным полюсом. Реактивная ЭДС ($e_r=e_S+e_M$) пропорциональна току в якоре. При ненасыщенной магнитной цепи дополнительных полюсов и при последовательном соединении их обмоток с обмоткой якоря ЭДС вращения будет также пропорциональна току в якоре, т. е. компенсация ЭДС ($e_V=-e_r$) будет происходить при любой нагрузке машины.

Полярность дополнительного полюса в генераторе должна соответствовать полярности следующего за ним в направлении вращения якоря главного полюса. В двигателе полярность дополнительного полюса должна соответствовать полярности предыдущего по направлению вращения якоря главного полюса. Число витков обмотки дополнительных полюсов выбирается таким, чтобы ее НС имела некоторый избыток по сравнению с НС поперечной реакции якоря для создания коммутирующего магнитного поля.

Внешнее магнитное поле в зоне коммутации может быть создано смещением щеток с геометрической нейтрали. Однако такой способ улучшения коммутации практически не применяется, так как при изменениях нагрузки машины нужно менять и положение щеток на коллекторе.

5.6. ГЕНЕРАТОР ПОСТОЯННОГО ТОКА

При вращении якоря машины постоянного тока в магнитном поле полюсов в проводниках его обмотки будет индуцирована ЭДС (рис. 5.11), направление которой определяется правилом правой руки. Для вращения якоря используется какой-либо первичный двигатель, развивающий вращающий момент M_1. Если якорь вращается с числом оборотов в минуту n, то в его обмотке индуцируется ЭДС $E=C_E n\Phi$.

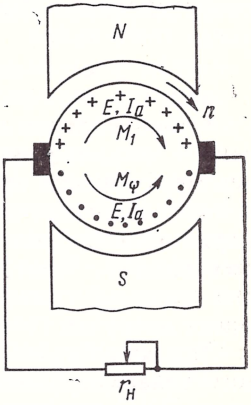

Рис. 5.11. Генератор постоянного тока

Если обмотку якоря через щетки замкнуть на какой-либо приемник энергии (сопротивление нагрузки), то через этот приемник и обмотку якоря будет протекать ток I_a, который в обмотке якоря по направлению совпадает с ЭДС. В результате взаимодействия этого тока с магнитным полем полюсов будет создан электромагнитный момент M_ψ. направление которого определяется правилом левой руки. Таким образом, развиваемый машиной электромагнитный момент является тормозным, направленным встречно направлению вращения якоря машины, так что для вращения последнего первичный двигатель должен развивать вращающий момент M_1, достаточный

для преодоления электромагнитного тормозного момента, следовательно, машина потребляет механическую энергию.

Если моменты равны, т. е. $M_1 = M_\psi$, скорость вращения якоря машины постоянна. При нарушении равновесия моментов число оборотов якоря начнет изменяться. Если почему-либо момент первичного двигателя M_1 уменьшается, т. е. становится меньше электромагнитного момента генератора ($M_1 < M_\psi$), то число оборотов якоря машины также уменьшается. При этом будет уменьшаться как ЭДС, так и ток в обмотке якоря, что уменьшит тормозной электромагнитный момент генератора. При увеличении момента первичного двигателя ($M_1 > M_\psi$) число оборотов якоря, а также ЭДС и ток в его обмотке будут увеличиваться, что вызывает увеличение тормозного электромагнитного момента.

При нарушении равновесия моментов число оборотов якоря ЭДС и ток в его обмотке претерпевают изменения до восстановления равновесия моментов, т. е. пока электромагнитный момент генератора не станет равным вращающему моменту первичного двигателя.

Таким образом, любое изменение момента первичного двигателя, т. е. потребляемой генератором мощности, вызывает соответствующее изменение как электромагнитного момента генератора, так и вырабатываемой им мощности. При изменениях нагрузки генератора также потребуется соответствующее изменение момента первичного двигателя для поддержания постоянства числа оборотов якоря генератора.

Ток обмотки якоря I_a, протекающий при нагрузке генератора, встречает на своем пути сопротивление внешней нагрузки $r_н$, сопротивление обмотки якоря $r_{об}$ и сопротивление переходных контактов между щетками и коллектором $r_щ$. Обозначим через r_a внутреннее сопротивление машины, представляющее собой сумму сопротивлений обмотки якоря и щеточных контактов ($r_{об} + r_щ$), тогда ток в якоре

$$I_a = E/(r_a + r_н). \tag{5.3}$$

Сопротивление $r_щ$ непостоянно и зависит от величины и направления тока, состояния коллектора, силы нажатия щеток на коллектор, скорости вращения. Падение напряжения в щеточных контактах остается примерно неизменным при изменениях нагрузки (принимается равным двум вольтам на пару угольных и графитных щеток). Поэтому в выражении (5.3) внутреннее сопротивление машины также не является величиной постоянной при изменении нагрузки генератора.

Так как $I_a r_н = U$, где U — напряжение на зажимах нагруженного генератора, то из (5.3) получим следующее уравнение равновесия ЭДС для генератора:

$$U = E - I_a r_a. \tag{5.4}$$

Из уравнения равновесия ЭДС легко получить уравнение мощностей, т. е. $UI_a = EI_a - I_a^2 r_a$ или $P_2 = P_\psi - P_{об}$, где P_2 — полезная

мощность генератора, отдаваемая потребителю электрической энергии; P_ψ — внутренняя или электромагнитная мощность генератора, преобразованная им в электрическую; $P_{об}$ — мощность потерь в обмотке якоря и щеточных контактах.

При холостом ходе генератора электромагнитная мощность равна нулю ($P_\psi = 0$), но для вращения якоря машины первичный двигатель должен затратить некоторую мощность P_0, расходуемую на покрытие потерь холостого хода. Мощность P_0 складывается из потерь механических на трение в подшипниках и трение о воздух вращающихся частей машины $P_{мех}$ и из потерь в стали на гистерезис и вихревые токи $P_{ст}$. В генераторах с самовозбуждением P_0 включает так же мощность, затраченную на создание магнитного потока, т. е. на возбуждение машины.

При нагрузке генератора первичный двигатель затрачивает мощность P_1, равную $P_1 = P_\psi + P_0$. Электромагнитный момент машины равен $M_\psi = P_\psi/\Omega$, где $\Omega = 2\pi n/60$, рад/с — угловая скорость якоря; так как $P_\psi = EI_a$ и $E = [(Np)/(60a)]n\Phi$, то электромагнитный момент машины

$$M_\psi = [(p\,N)/(2\pi\,a)]\,\Phi\,I_a. \qquad (5.5)$$

Так как величины a, p и N постоянны для данной машины, то дробь $(pN)/(2\pi a) = K$ представляет собой некоторый постоянный для данной машины коэффициент и электромагнитный момент

$$M_\psi = K\Phi I_a, \qquad (5.6)$$

т. е. электромагнитный момент машины пропорционален произведению тока в якоре на магнитный поток полюсов.

5.7. ВОЗБУЖДЕНИЕ ГЕНЕРАТОРА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Генераторы постоянного тока могут быть выполнены с магнитным и электромагнитным возбуждением. Для создания магнитного потока в генераторах первого типа используются постоянные магниты, а в генераторах второго типа — электромагниты. Применение постоянных магнитов для возбуждения машин крайне ограничено и возможно лишь для маломощных машин. Таким образом, электромагнитное возбуждение является наиболее широко используемым способом создания магнитного потока. При этом магнитный поток создается током, протекающим по обмотке возбуждения.

В зависимости от способа питания обмотки возбуждения генераторы постоянного тока могут быть с независимым возбуждением и с самовозбуждением.

При независимом возбуждении (рис. 5.12*а*) обмотку возбуждения включают в сеть независимого источника энергии постоянного тока. Для регулирования тока возбуждения $I_в$ в цепи обмотки включено сопротивление $r_р$. При таком возбуждении ток $I_в$ не зависит от тока в якоре I_a.

Недостатком таких генераторов является необходимость дополнительного источника энергии. Поэтому генераторы независимого возбуждения применяются только в машинах высоких напряжений, у которых питание обмотки возбуждения от цепи якоря недопустимо по конструктивным соображениям.

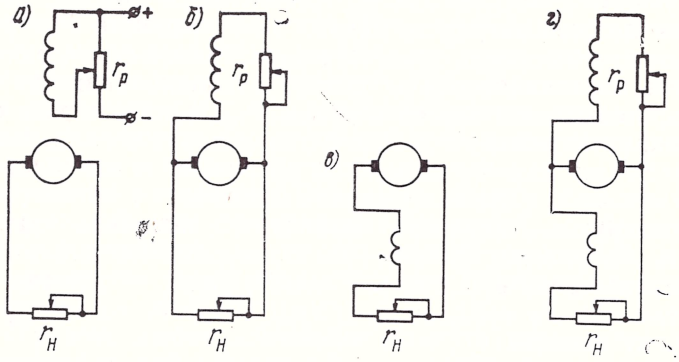

Рис. 5.12. Генератор постоянного тока при возбуждении: *а*) независимом; *б*) параллельном; *в*) последовательном; *г*) смешанном

Генераторы с самовозбуждением применяются наиболее широко и в зависимости от включения обмотки возбуждения (рис. 5.12*б, в, г*) обладают тремя типами возбуждения. У генераторов параллельного возбуждения ток мал (несколько процентов номинального тока якоря) и число витков обмотки возбуждения велико. При последовательном возбуждении ток возбуждения равен току якоря и число витков обмотки возбуждения мало. При смешанном возбуждении на полюсах генератора помещается две обмотки возбуждения — параллельная и последовательная.

Процессы самовозбуждения генераторов постоянного тока идентичны при любой схеме возбуждения. Рассмотрим процесс самовозбуждения генератора параллельного возбуждения (рис. 5.12*б*), получившего наиболее широкое применение.

Первичный двигатель вращает якорь генератора, магнитная цепь (ярмо и сердечники полюсов) которого имеет небольшой остаточный магнитный поток $\Phi_{ост}$. Этим магнитным потоком в обмотке вращающегося якоря индуцируется ЭДС $E_{ост}$, составляющая несколько процентов номинального напряжения машины. Под действием ЭДС $E_{ост}$ в замкнутой цепи, состоящей из якоря и обмотки возбуждения, протекает ток $I_в$. Намагничивающая сила обмотки возбуждения $I_в w_в$ ($w_в$ — число витков) направлена согласно с потоком остаточного магнетизма, увеличивает магнитный поток машины Φ_m, а значит, как ЭДС в обмотке якоря E, так и ток в обмотке возбуждения $I_в$. Увеличение последнего вызывает дальнейшее увеличение Φ_m, что, в свою очередь, увеличивает E и $I_в$.

За счет насыщения стали магнитной цепи машины процесс самовозбуждения ограничен определенным напряжением, зависящим

от скорости вращения якоря машины и сопротивления цепи обмотки возбуждения. Таким образом, в процессе самовозбуждения генератора ток в обмотке возбуждения постепенно увеличивается до установившегося значения $I_{вА}$ (рис. 5.13). Увеличение тока возбуждения увеличивает ЭДС в якоре (кривая *1*). Напряжение на зажимах генератора можно определить произведением величин тока возбуждения и сопротивления цепи возбуждения $r_в$ (сумма сопротивления обмотки возбуждения и регулировочного реостата), т. е. $I_в r_в = U$. Следовательно, при неизменном $r_в$ зависимость U от $I_в$ представляет собой прямую линию (прямая *2*).

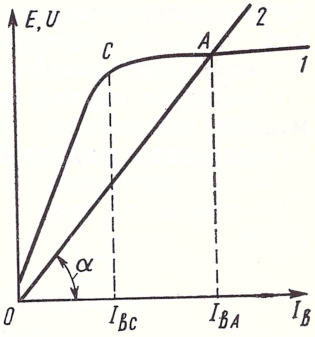

Рис. 5.13. Зависимость ЭДС и напряжения генератора от тока возбуждения

При $I_в < I_{вА}$ $E > U$, т. е. ЭДС в обмотке якоря не уравновешена падением напряжения в сопротивлении цепи возбуждения и ток возбуждения увеличивается.

Ток $I_в$ не может оказаться больше $I_{вА}$, так как при этом ЭДС, индуцированная в обмотке якоря, окажется меньше падения напряжения ($E < I_в r_в$), что невозможно. Таким образом точка A характеризует установившийся режим работы машины и возбуждение ее происходит до напряжения, соответствующего точке A.

При изменении скорости вращения или сопротивления цепи возбуждения будет изменяться и напряжение, до которого возбуждается машина. При увеличении скорости вращения якоря машины также увеличится ЭДС и напряжение машины.

Угол наклона α зависимости U от $I_в$ определяется сопротивлением цепи возбуждения, так как $\operatorname{tg}\alpha = K(U/I_в) = Kr_в$, где K — коэффициент пропорциональности, зависящий от выбранного масштаба для напряжения и тока возбуждения.

При увеличении $r_в$ (увеличивается $r_р$) зависимость $U = f(I_в)$ пойдет под большим углом к горизонтальной оси и напряжение на зажимах генератора уменьшится. Дальнейшее увеличение сопротивления $r_в$ также понижает напряжение. При некотором критическом сопротивлении $r_{в\,кр}$ зависимость $U = f(I_в)$ пересекает зависимость E в точке C, т. е. практически машина не возбуждается.

Однако самовозбуждение генератора не всегда возможно и будет происходить лишь при следующих определенных условиях:

1. Наличие поля остаточного магнетизма. Без этого поля не будет создаваться ЭДС $E_{ост}$, под действием которой в обмотке возбуждения возникает ток. Если машина размагничена и не имеет остаточного намагничивания, то по обмотке возбуждения надо пропустить постоянный ток от какого-либо постороннего источника электрической энергии. После отключения обмотки возбуждения машина будет иметь вновь остаточный магнитный поток.

2. Обмотка возбуждения должна быть включена согласно с полем остаточного магнетизма, т. е. так, чтобы НС этой обмотки увеличивала поле остаточного магнетизма. При встречном включении обмотки возбуждения ее намагничивающая сила будет уменьшать остаточный магнитный поток и при длительной работе может полностью размагнитить машину. Если обмотка возбуждения оказалась включенной встречно, то необходимо изменить направление тока в ней.

3. Сопротивление цепи обмотки возбуждения должно быть меньше критического ($r_в < r_{в\,кр}$), т. е. такого сопротивления, при котором самовозбуждение генератора невозможно.

4. Сопротивление внешней нагрузки $r_н$ должно быть велико. При малом $r_н$ ток $I_в$ будет также мал и самовозбуждения не будет.

5.8. ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Характеристики генератора определяют его рабочие свойства и представляют зависимости между основными величинами, которыми являются ЭДС в обмотке якоря E, напряжение на его зажимах U, ток в якоре I_a, ток возбуждения $I_в$ и число оборотов якоря n.

Характеристики представляют собой зависимости между двумя из указанных основных величин при неизменных остальных. Эти зависимости различны для различных генераторов.

Все характеристики машины снимаются при постоянном числе оборотов якоря машины ($n=\text{const}$). При изменении скорости вращения якоря машины все характеристики генератора изменяются существенно.

Характеристика холостого хода генератора представляет собой зависимость между ЭДС в якоре и током возбуждения $E=f(I_в)$, снятую без нагрузки ($I_н=0$) и при постоянном числе оборотов ($n=\text{const}$).

Для генераторов независимого возбуждения без нагрузки (холостой ход) ток в якоре равен нулю ($I_a=0$). Так как ЭДС, созданная в обмотке якоря, равна $E=CnФ$, то при $n=\text{const}$ ЭДС окажется прямо пропорциональной магнитному потоку. Поэтому в измененном масштабе характеристика холостого хода представляет магнитную характеристику машины.

При $I_в=0$ магнитная цепь машины (главным образом, ярмо) имеет некоторый остаточный магнитный поток $Ф_{ост}$, который индуцирует в обмотке якоря ЭДС $E_{ост}$ (рис. 5.14*а*). Эта ЭДС составляет несколько процентов (2—5%) номинального напряжения машины. С увеличением тока в обмотке возбуждения увеличиваются как магнитный поток, так и ЭДС, индуцированная в обмотке якоря (кривая *1*). Если после снятия восходящей ветви этой зависимости до точки *а* начать постепенно уменьшать ток возбуждения $I_в$, то ЭДС также начнет уменьшаться, но за счет намагни-

чивания стали нисходящая ветвь (кривая 2) пойдет несколько выше восходящей ветви этой характеристики. Изменяя $I_в$ не только по величине, но и по направлению, можно снять весь цикл перемагничивания стали машины. Практически восходящая и нисходящая ветви магнитной характеристики имеют крайне незначительное расхождение и за основную характеристику принимается средняя зависимость (кривая 3).

На рис. 5.14*б* показаны характеристики холостого хода, снятые при различных скоростях вращения якоря генератора. Кривая 1 соответствует вращению якоря машины с номинальной скоростью $n_н$, указанной в паспорте генератора. Для всех машин нор-

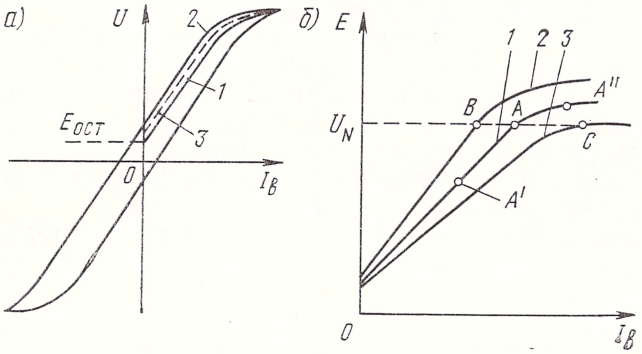

Рис. 5.14. Характеристика холостого хода генератора независимого возбуждения:
а) при перемагничивании стали; *б*) при изменении скорости вращения якоря

мального типа точка номинального напряжения (точка A) находится на перегибе магнитной характеристики, что соответствует оптимальным рабочим и регулировочным свойствам генератора.

Выбор точки номинального напряжения на линейном участке магнитной характеристики (точка A') приводит к резким изменениям напряжения на зажимах генератора при изменениях нагрузки, так как незначительные изменения намагничивающей силы вызывают резкие изменения ЭДС. Выбор этой точки на пологом участке магнитной характеристики (точка A'') ограничивает возможность регулирования напряжения на зажимах генератора, потому что для изменения ЭДС требуются очень большие изменения тока возбуждения.

При изменении скорости вращения якоря генератора изменит свое положение характеристика холостого хода, так как ЭДС пропорциональна скорости. При $n' > n$ характеристика холостого хода пойдет выше (кривая 2), а при $n'' < n_н$ — ниже (кривая 3), чем при номинальной скорости. Следовательно, при изменении скорости вращения якоря точка номинального напряжения окажется на линейном (точка B) или на пологом (точка C) участке магнитной характеристики, что изменит все характеристики генератора. Поэтому первичный двигатель для вращения якоря генератора

надо выбирать таким, чтобы его скорость была близка к номинальной скорости генератора.

Для генераторов параллельного возбуждения при холостом ходе ток в якоре равен току возбуждения ($I_a = I_в$), который составляет несколько процентов номинального тока генератора. Поэтому напряжение на зажимах машины при холостом ходе будет примерно равным ЭДС и характеристика холостого хода этого генератора практически совпадает с характеристикой генератора независимого возбуждения. Однако весь цикл перемагничивания в генераторах параллельного возбуждения снять нельзя, так как при изменении направления тока в обмотке возбуждения магнитный поток ее будет направлен встречно потоку остаточного магнетизма и самовозбуждение генератора окажется невозможным.

Для генератора последовательного возбуждения характеристика холостого хода смысла не имеет, так как при холостом ходе в якоре и обмотке возбуждения ток равен нулю и характеристика может быть снята только по схеме независимого возбуждения. Для этого обмотка возбуждения генератора должна быть включена в сеть какого-либо независимого источника тока.

Для генераторов смешанного возбуждения характеристика холостого хода совпадает с характеристикой генератора параллельного возбуждения.

Характеристика короткого замыкания представляет собой зависимость тока в якоре от тока возбуждения $I_a = f(I_в)$ при коротком замыкании ($U = 0$) и постоянном числе оборотов ($n = \text{const}$). В генераторах независимого возбуждения при снятии этой характеристики обмотка якоря замкнута накоротко (на амперметр), а в обмотке возбуждения протекает малый ток, при котором в якоре ток не превышает номинального значения. Если ток возбуждения мал и машина не насыщена, характеристика короткого замыкания представляет прямую линию (рис. 5.15). Из-за наличия остаточного магнетизма эта характеристика идет не из начала координат.

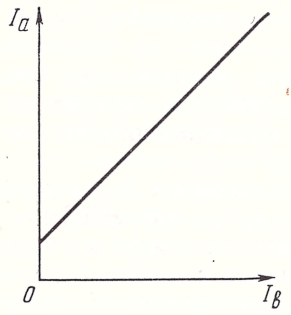

Рис. 5.15. Характеристика короткого замыкания генератора независимого возбуждения

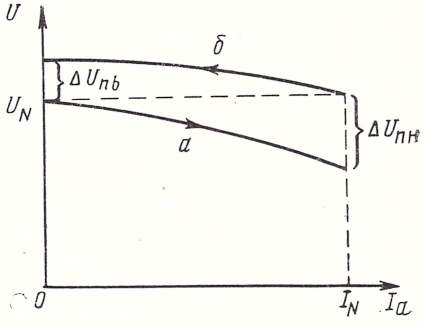

Рис. 5.16. Внешние характеристики генератора независимого возбуждения

Для генераторов с самовозбуждением всех типов эта характеристика не может быть снята. Поэтому для генераторов с самовозбуждением характеристика короткого замыкания снимается по схеме независимого возбуждения, для чего обмотка возбуждения должна быть включена в сеть постороннего источника тока. Характеристики холостого хода и короткого замыкания дают возможность определить рабочие свойства генератора без испытания его под нагрузкой. По этим характеристикам могут быть построены все характеристики генератора.

Внешняя характеристика представляет собой зависимость напряжения на зажимах генератора от тока нагрузки $U=f(I_a)$. Эта характеристика соответствует естественным условиям работы машины, т. е. машина нерегулируема ($r_в$=const), и снимается при неизменном числе оборотов (n=const).

Рассмотрим рис. 5.16. Кривая *а* представляет собой внешнюю характеристику, снятую при понижении напряжения. Для снятия этой характеристики устанавливается такой ток в обмотке возбуждения, чтобы при холостом ходе генератора напряжение на его зажимах было равно номинальному. Затем нагрузка генератора увеличивается при неизменном токе в обмотке возбуждения. С увеличением нагрузки (тока в якоре генератора I_a) увеличивается как падение напряжения в сопротивлении его обмотки, так и размагничивающее действие реакции якоря, что снижает напряжение. При изменении нагрузки от нуля до номинальной напряжение на зажимах генератора уменьшится на величину $\Delta U_{nн}$.

При снятии характеристики на повышение напряжения (кривая *б*) устанавливается такой ток возбуждения, чтобы при номинальной нагрузке генератора напряжение на его зажимах было равно номинальному, затем нагрузка генератора уменьшается.

При уменьшении нагрузки (тока в якоре) также уменьшается как падение напряжения в сопротивлении обмотки якоря, так и размагничивающее действие реакции якоря, что вызывает повышение напряжения. При изменении нагрузки от номинальной до 0 напряжение на зажимах генератора увеличится на величину $\Delta U_{nв}$. За счет насыщения стали повышение напряжения будет меньше, чем понижение ($\Delta U_{nв}<\Delta U_{nн}$), так как размагничивающее действие реакции якоря будет сказываться тем сильнее, чем меньше степень насыщения стали машины.

Нагрузочные свойства генератора оцениваются процентным повышением напряжения $\Delta U\%=[(U_0-U_N)/U_N]100$, где U_N — номинальное напряжение генератора; U_0 — напряжение, которое устанавливается при отключении нагрузки ($I_н=0$).

В генераторах независимого возбуждения увеличение нагрузки снижает напряжение за счет падения напряжения в сопротивлении машины и реакции якоря (кривая *1* на рис. 5.17). В генераторах параллельного возбуждения при уменьшении напряжения также уменьшается ток возбуждения и, следовательно, магнитный поток и напряжение. Следовательно, при увеличении нагрузки напряжение на зажимах генератора этого типа уменьшает-

ся в большей мере (кривая 2), чем в генераторах независимого возбуждения.

Уменьшение внешнего сопротивления нагрузки вызывает увеличение тока до некоторого значения $I_м$, не превышающего номинальный ток более чем в 2—2,5 раза. При дальнейшем уменьшении внешнего сопротивления ток уменьшается и при коротком замыкании будет значительно меньше номинального ($I_к < I_N$).

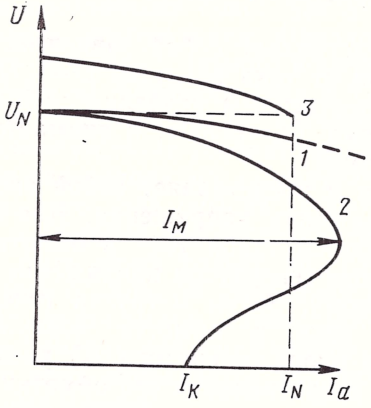

Рис. 5.17. Внешние характеристики генератора параллельного возбуждения

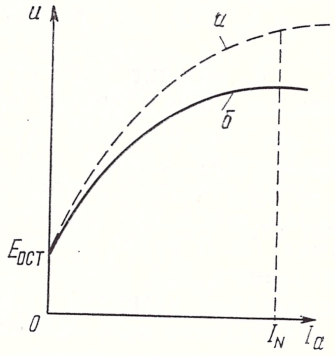

Рис. 5.18. Внешняя характеристика генератора последовательного возбуждения

Уменьшение сопротивления нагрузки уменьшит ток возбуждения, т. е. напряжение генератора. Если ток возбуждения уменьшился настолько, что машина оказалась размагниченной, то ЭДС уменьшится в большей степени, чем сопротивление нагрузки, что вызывает уменьшение тока в якоре.

При коротком замыкании генератора параллельного возбуждения ток возбуждения равен нулю и обмотка возбуждения не создает магнитного потока. Поэтому в обмотке якоря будет ЭДС только от остаточного магнитного потока $E_{ост}$, имеющая малое значение, и, следовательно, ток короткого замыкания $I_к$ будет также мал. Внешняя характеристика на повышение напряжения у генератора параллельного возбуждения (кривая 3) подобна такой же характеристике генератора независимого возбуждения.

Генераторы параллельного возбуждения применяются наиболее широко. Их недостатком является сравнительно большое изменение напряжения при изменении нагрузки. Поэтому, если приемник энергии требует постоянства напряжения при изменении нагрузки генератора, автоматически меняется и ток в обмотке возбуждения, изменяя как магнитный поток, так и ЭДС в обмотке якоря так, чтобы обеспечить постоянство напряжения. Для изменения тока в обмотке возбуждения включается регулируемое сопротивление.

Для генератора последовательного возбуждения внешняя характеристика показана на рис. 5.18. В генераторах этого типа ток возбуждения равен току якоря и при холостом ходе в обмотке якоря будет создана ЭДС за счет остаточного магнетизма $E_{ост}$. С увеличением нагрузки также увеличится ток в обмотке возбуждения, что вызывает увеличение ЭДС (кривая *а*). Напряжение на зажимах нагруженного генератора меньше ЭДС за счет падения напряжения в сопротивлении машины и реакции якоря (кривая *б*). Таким образом, у генераторов последовательного возбуждения напряжение резко меняется с изменением нагрузки, в силу чего их применение ограничено.

В генераторах смешанного возбуждения возможно согласное и встречное включение последовательной и параллельной обмоток. При согласном включении обмоток возбуждения результирующая НС, создающая магнитный поток, равна сумме НС последовательной и параллельной обмоток, а при встречном включении — разности этих НС.

5.9. ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При включении двигателя постоянного тока в сеть под действием приложенного напряжения будет протекать ток как в обмотке якоря, так и в обмотке возбуждения. Ток возбуждения создает магнитный поток полюсов. В результате взаимодействия тока в проводниках обмотки якоря с магнитным полем полюсов создается вращающий момент и якорь машины приходит во вращение. Таким образом, электрическая энергия, полученная машиной из сети источника энергии, преобразовывается в механическую.

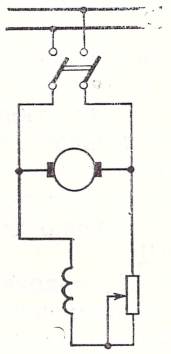

Рис. 5.19. Схема включения генератора параллельного возбуждения в мощную сеть

Положим, что генератор параллельного возбуждения работает на сеть большой мощности (рис. 5.19). Нагрузка генератора определяется из следующего выражения:

$$I_a = (E - U_c)/r_a, \qquad (5.7)$$

где I_a — ток в обмотке якоря; r_a — сопротивление цепи этой обмотки; E — ЭДС, индуцируемая в этой же обмотке; U_c — напряжение сети.

Направление ЭДС и тока в активных проводах якоря показано на схеме (5.20*а*). Машина развивает электромагнитный момент M_ψ, являющийся тормозным, т. е. потребляет механическую энергию и вырабатывает электрическую. Если регулировочным сопротивлением уменьшить ток возбуждения, то уменьшится как магнитный поток, так и ЭДС в обмотке якоря, а значит, и нагрузка генератора. Изменяя сопротивление регулировочного реостата, можно сделать ток возбуждения таким $I_{в0}$, при котором ЭДС в обмотке якоря равна напряже-

нию сети, а ток в якоре равен нулю, т. е. генератор работает вхолостую.

Если ток возбуждения меньше тока, соответствующего режиму холостого хода генератора ($I_в < I_{в0}$), то ЭДС обмотки якоря будет меньше напряжения сети и ток в якоре изменит направление на обратное (рис. 5.21*б*), что видно из (5.7). При изменении направления тока в проводниках обмотки якоря также изменится направ-

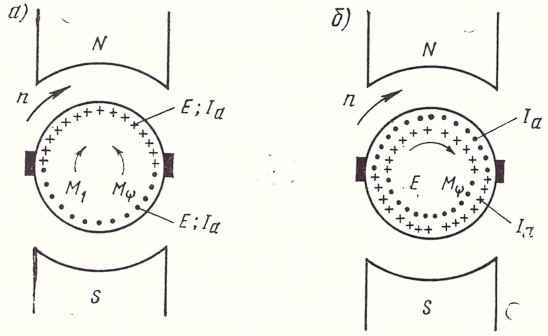

Рис. 5.20. Работа:
а) генератора; *б*) двигателя постоянного тока

ление электромагнитного момента $M_ψ$, развиваемого машиной т. е. момент станет вращающим. Таким образом, машина, потребляя электрическую энергию, вырабатывает механическую энергию, т. е. работает двигателем.

Если отключить первичный двигатель, то якорь машины будет продолжать вращаться под действием развиваемого электромагнитного момента $M_ψ$. При вращении якоря в проводниках его обмотки создается ЭДС, направление которой противоположно направлению тока. Поэтому ее называют противоэдс или обратной ЭДС.

Противоэдс играет роль регулятора потребляемой мощности, т. е. изменение потребляемого тока происходит вследствие изменения противоэдс, равной

$$E = Cn\Phi. \tag{5.8}$$

Вращающий момент, развиваемый двигателем

$$M_ψ = K\Phi I_a. \tag{5.9}$$

В этих выражениях C и K — постоянные конструктивные коэффициенты.

Приложенное напряжение уравновешено противоэдс и падением напряжения в сопротивлении обмотки якоря и щеточных контактов. Поэтому для двигателя уравнение равновесия эдс примет вид

$$U = E + I_a r_a, \tag{5.10}$$