

А. С. Касаткин
М. В. Немцов

ЭЛЕКТРО- ТЕХНИКА

В двух книгах
Книга 2

5-е издание, переработанное
и дополненное

Рекомендовано Государственным комитетом Российской Федерации по высшему образованию в качестве учебного пособия для студентов неэлектротехнических специальностей высших учебных заведений



МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1995

ББК 31.21
К 28
УДК 621.3(075.8)

Рецензент Кафедра электротехники, электроники и автоматики
Московского станкоинструментального института
(зав. кафедрой проф. О. П. Михайлов)

Касаткин А. С., Немцов М. В.

К 28 Электротехника: Учеб. пособие для вузов. — В 2-х кн.:
кн. 2. — 5-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат,
1995. — 304 с.: ил.

ISBN 5-283-00660-3

Изложены основные положения теории электрических цепей, основ промышленной электротехники, электрических измерений. Дано описание устройства и рабочих свойств электрических машин. Приведены сведения об электроприводе.

Четвертое издание вышло в 1983 г. Пятое издание, выпускаемое в двух книгах, переработано в соответствии с новой программой.

Для студентов неэлектрических специальностей вузов.

К $\frac{2202020000-030}{051(01)-95}$ 22-92

ББК 31.21

Учебное издание

Касаткин Александр Сергеевич
Немцов Михаил Васильевич

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

КНИГА 2

Редактор *Б.Я. Жуховицкий*. Зав. редакцией *М.П. Соколова*

Редактор издательства *Л.А. Решмина*. Художественный редактор *В.А. Гозак-Хозак*

Технический редактор *Г.Г. Самсонова*. Корректор *Е.С. Арефьева*

ИБ № 2640

ЛР № 010256 от 07.07.92.

Набор выполнен в издательстве. Подписано в печать с оригинал-макета 27.07.95.

Формат 60 x 88 1/16. Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 18,62. Усл. кр.-отт.

18,98. Уч.-изд. л. 20,12. Тираж 3000 экз. Заказ 1321. С 030

Энергоатомиздат. 113114, Москва М-114, Шлюзовая наб., 10.

Отпечатано в Московской типографии № 9 Комитета Российской Федерации по печати
109033, Москва, Волочаевская ул., 40.

ISBN 5-283-00660-3 (кн. 2)

ISBN 5-283-00667-0

© Энергоатомиздат, 1983

© Авторы, 1995

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

10.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПОЛУПРОВОДНИКАХ

Полупроводниковые материалы объединяют обширный класс материалов с удельным сопротивлением $10^8 - 10^{-6}$ Ом · м. Наибольшее применение нашли кремний Si и германий Ge. Рассмотрим основные процессы в полупроводниковых материалах на основе их идеализированных моделей.

В электронной структуре идеального кристалла кремния из IV группы периодической системы элементов Менделеева каждый из четырех валентных электронов любого атома образует связанную пару (валентная связь) с такими же валентными электронами четырех соседних атомов. Если на атомы кремния не действуют внешние источники энергии (свет, теплота), способные нарушить его электронную структуру, то все атомы электрически нейтральны. Такой идеальный кристалл кремния не проводит электрический ток.

Однако электрические свойства идеального кристалла кремния существенно изменяются при добавлении в него примесей других химических элементов. В качестве примесей применяются обычно элементы либо из V (сурьма Sb, фосфор P), либо из III группы (галлий Ga, индий In) периодической системы.

В электронной структуре кристалла кремния с примесью фосфора четыре валентных электрона фосфора и валентные электроны четырех соседних атомов кремния образуют четыре связанные пары. Пятый валентный электрон фосфора оказывается избыточным. При незначительных затратах энергии от внешних источников (тепловая энергия при комнатной температуре) избыточный электрон теряет связь с атомом примеси и становится свободным электроном. Атом фосфора, потеряв электрон, становится неподвижным положительным ионом. Такой полупроводник называется полупроводником с электронной электропроводностью или *полупроводником n-типа*, а соответствующая примесь — *донорной*. На рис. 10.1 приведено условное изображение идеального полупроводника n-типа, на котором неподвижный положительный ион обозначен знаком плюс в кружочке, а подвижный свободный электрон — знаком минус.

Если в качестве примеси используется индий, имеющий три валентных электрона, то в электронной структуре кристалла кремния одна валентная связь атома индия с четырьмя соседними атомами кремния недоукомплектована и в кристалле образуется "дырка". Для образования устойчивой электронной структуры кристалла необходим дополнительный электрон. Тепловой энергии при комнатной температуре вполне достаточно для того, чтобы атом индия захватил один электрон из валентной связи между соседними атомами кремния. При этом атом индия превращается в устойчивый неподвижный отрицательный ион, а дырка перемещается на место расположения захваченного электрона. Далее на место вновь образовавшейся дырки может переместиться электрон из соседней валентной связи и т. д. С электрофизической точки зрения этот процесс можно представить как хаотическое движение в кристалле свободных дырок с положительным зарядом, равным заряду электрона. Такой полупроводник называется полупроводником с дырочной электропроводностью или *полупроводником p-типа*, а соответствующая примесь — *акцепторной*. На рис. 10.2 приведено условное изображение идеального полупроводника p-типа.

Хотя в обоих рассмотренных выше процессах участвуют только электроны, введение фиктивных дырок с положительным зарядом удобно с методической точки зрения.

Свободные электроны и дырки возникают не только в полупроводниках, содержащих примеси, но и в идеальных полупроводниках без примесей, если энергии внешнего источника достаточно для разрыва валентной связи. Разрыв одной валентной связи в электрически нейтральном атоме кремния эквивалентен рождению пары "электрон--дырка", изображенной условно на рис. 10.3. Этот процесс называется *генерацией* или *термогенерацией*, если источником энергии служит тепловая энергия. Одновременно протекает и обратный процесс — *рекомбинация*, т. е. восстановление валентной связи при встрече электрона и дырки.

Благодаря термогенерации в идеальном полупроводнике как с донорной, так и с акцепторной примесью имеются свободные заряды обоих знаков. Для полупроводников n-типа свободные электроны называются

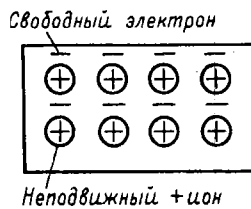


Рис. 10.1

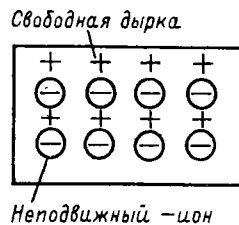


Рис. 10.2

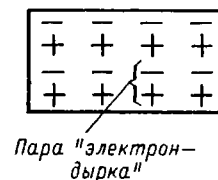


Рис. 10.3

основными, а дырки – неосновными носителями заряда. Для полупроводника *p*-типа основными носителями заряда служат дырки, а неосновными – электроны. В дальнейшем эти заряды будем называть сокращенно основными и неосновными носителями. Концентрация основных носителей, т. е. их число в 1 см³, обычно значительно превышает концентрацию неосновных носителей.

Если в однородном полупроводниковом стержне создать при помощи внешнего источника электрической энергии напряженность электрического поля $\mathcal{E}$, то наряду с хаотическим (тепловым) движением электронов и дырок возникнет их упорядоченное движение (дрейф) в противоположных направлениях, т. е. электрический ток, называемый током *проводимости*:

$$I = I_n + I_p, \quad (10.1)$$

где I_n и I_p – электронная и дырочная составляющие тока.

За время свободного пробега среднего расстояния $l_{\text{ср}}$ между атомами полупроводника подвижные носители зарядов приобретают кинетическую энергию

$$W = e l_{\text{ср}} \mathcal{E}. \quad (10.2)$$

Этой энергии при напряженности электрического поля $\mathcal{E} > 6$ МВ/м достаточно для ударного возбуждения атомов полупроводника, т. е. разрыва в них валентных связей и рождения пары "электрон–дырка". Происходит резкое увеличение числа подвижных носителей заряда и, следовательно, удельной проводимости полупроводника. Описанное явление называется *лавинным пробоем*. Лавинный пробой обратим. Свойства полупроводника восстанавливаются при уменьшении напряженности электрического поля. Этим лавинный пробой отличается от *теплового пробоя*. Последний наступает за лавинным пробоем при дальнейшем увеличении напряженности электрического поля и вызывает разрушение полупроводника.

10.2. КОНТАКТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ПОЛУПРОВОДНИКАХ

В полупроводниковых приборах используются специфические явления, возникающие на границе раздела как между полупроводниками *p*- и *n*-типов, так и между этими полупроводниками и диэлектриками, а также металлами.

А. Контактные явления на границе полупроводников p - и n -типов. Для удобства анализа воспользуемся идеализированной плоскопараллельной конструкцией границы раздела полупроводников (рис. 10.4, а). Рассмотрим сначала явления на границе раздела идеальных полупроводников n - и p -типов, в которых будем пренебрегать термогенерацией, т. е. неосновными носителями.

Вследствие разности концентраций свободных дырок и электронов по обе стороны от границы раздела полупроводников при разомкнутой цепи источника энергии из полупроводника p -типа часть дырок диффундирует в полупроводник n -типа, а из полупроводника n -типа часть электронов диффундирует в полупроводник p -типа, полностью рекомбинируя между собой. В результате вдоль границы раздела полупроводников возникают слои неподвижных отрицательных и положительных ионов соответственно со стороны полупроводников p - и n -типов, которые образуют p - n переход. Абсолютные значения зарядов обоих слоев одинаковые. Возникающее между этими слоями электрическое поле с напряженностью $\mathcal{E}$ препятствует дальнейшей диффузии свободных дырок и электронов через границу раздела. При некотором значении напряженности электрического поля в p - n переходе диффузия через границу раздела полностью прекращается. Если на границе раздела ($x = 0$ на рис. 10.4, б) принять значение потенциала $\varphi(0) = 0$, то распределение потенциала в полупроводниках p - и n -типов будет определяться зависимостью

$$\varphi = \int_0^x \mathcal{E} dx. \quad (10.3)$$

Разность потенциалов $\Delta\varphi$ на p - n переходе называется *высотой потенциального барьера*. Если к свободным торцам полупроводников p - и n -типов подключить источник энергии с напряжением $U < 0$, то высота потенциального барьера возрастет и в цепи не будет тока. Если напряжение источника $U > 0$, то высота потенциального барьера уменьшится и в цепи возникнет электрический ток. Следовательно, в идеальном p - n переходе может быть электрический ток диффузии основных носителей $I_{\text{диф}}$ только одного направления.

Явление термогенерации несколько изменит процессы в p - n переходе. При увеличении потенциального барьера под действием внешнего источника энергии ток уже не равен нулю. Вследствие малой интенсивности термогенерации значение этого тока невелико.

Б. Явления в приграничном слое полупроводника под действием электрического поля. Рассмотрим процессы в поверхностном слое полупроводника n -типа, приняв наличие в нем подвижных основных (электроны) и неосновных (дырки) носителей зарядов. Для полупроводника p -типа явления аналогичны. Для анализа воспользуемся идеализированной моделью двухслойного плоского конденсатора (слой полупроводника n -типа имеет контакт с одной пластиной кон-

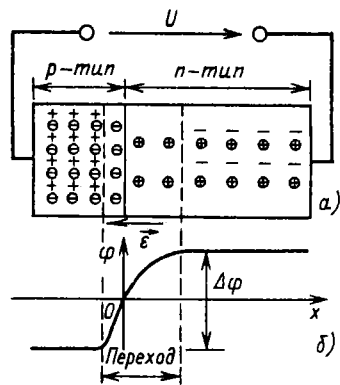


Рис. 10.4

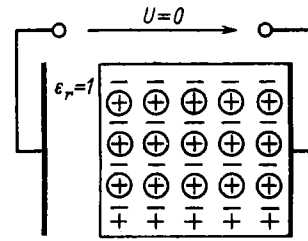


Рис. 10.5

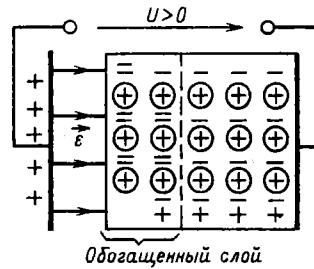


Рис. 10.6

денсатора и отделен от другой пластины вакуумным промежутком), подключенного к источнику электрической энергии (рис. 10.5).

В зависимости от значения и полярности приложенного к конденсатору напряжения явления в слое полупроводника на границе с вакуумом имеют различный характер.

При отсутствии напряжения ($U = 0$) основные и неосновные носители распределены равномерно в объеме полупроводника (рис. 10.5). При указанной на рис. 10.6 полярности напряжения ($U > 0$) в слое полупроводника на его границе с вакуумом под действием электрического поля концентрация электронов возрастает. Одновременно снижается концентрация дырок за счет усиления рекомбинации. Остальная часть полупроводника остается электрически нейтральной. Пограничный слой с избытком основных носителей называется *обогащенным слоем*. Его удельная проводимость велика.

Если изменить полярность напряжения $U = U_1 < 0$, то концентрация электронов в приграничном слое уменьшится, а концентрация дырок незначительно увеличится (рис. 10.7). Приграничный слой с недостатком основных носителей называется *обедненным слоем*. Его удельная проводимость мала.

При определенном значении напряжения $U_2 < U_1 < 0$ в тонком слое полупроводника у его границы раздела с вакуумом концентрация дырок может превысить концентрацию электронов, что приводит к изменению в нем типа электропроводности (рис. 10.8). Приграничный слой, проводимость которого определяется неосновными носителя-

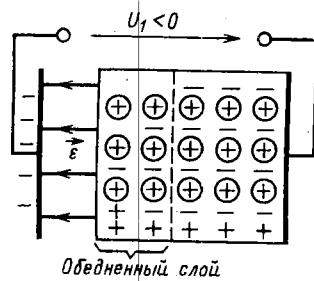


Рис. 10.7

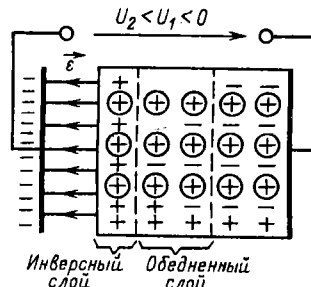


Рис. 10.8

ми, называется *инверсным слоем*. Его удельная проводимость и толщина возрастают с увеличением абсолютного значения напряжения U_2 .

В. Контактные явления на границе диэлектрика и полупроводника. Различные вещества имеют различную работу выхода электронов, т. е. наименьшую энергию, необходимую для вывода одного электрона из вещества в вакуум. Этот процесс количественно определяется значением потенциала выхода ϕ , равного отношению работы выхода к заряду электрона.

Рассмотрим явления, которые при этом возникают на границе раздела диэлектрика и полупроводника, приняв в последнем наличие основных и неосновных носителей.

Для полупроводников *n*- и *p*-типов на основе кремния потенциал выхода практически одинаковый: $\phi_{Si(n)} = \phi_{Si(p)} \approx \phi_{Si} \approx 4,8$ В, а для диэлектрика из двуокиси кремния $\phi_{SiO_2} \approx 4,4$ В. В результате происходит переход части электронов из диэлектрика в полупроводник, так что приграничный слой у диэлектрика заряжается положительно, а у полупроводника — отрицательно. Возникающее между слоями электрическое поле напряженностью $\mathcal{E}$ препятствует этому процессу, приводя его в равновесное состояние. Под действием этого электрического

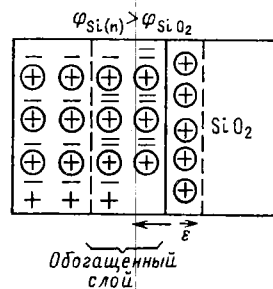


Рис. 10.9

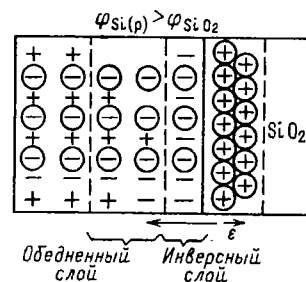


Рис. 10.10

поля аналогично рассмотренным выше процессам (см. рис. 10.6 и 10.8) в приграничном слое у полупроводника n -типа образуется обогащенный слой (рис. 10.9), а у полупроводника p -типа — обедненный, а за ним обедненный слой (рис. 10.10).

Г. Контактные явления на границе полупроводника и металла. Если потенциал выхода для металла φ_M меньше потенциала выхода для полупроводника n -типа $\varphi_{Si(n)}$, то происходит преимущественный переход электронов из металла в полупроводник, в приграничном слое которого возникает обогащенный слой подобно представленному на рис. 10.9. Такой контакт проводит ток в обоих направлениях и используется для конструирования выводов полупроводниковых приборов.

Если потенциал выхода для металла φ_M больше потенциала выхода для полупроводника $\varphi_{Si(n)}$, то у границы раздела в металле образуется слой с отрицательным зарядом, а в полупроводнике — обедненный слой с положительным зарядом. Такой контакт обладает односторонней проводимостью.

Электрические переходы такого типа называются *барьерами Шотки* по имени исследовавшего их ученого.

10.3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

В полупроводниковых диодах используется свойство p - n перехода, а также других электрических переходов хорошо проводить электрический ток в одном направлении и плохо — в противоположном. Эти токи и соответствующие им напряжения между выводами диода называются *прямым и обратным токами, прямым и обратным напряжениями*.

По способу изготовления различают сплавные диоды, диоды с диффузионной базой и точечные диоды. В диодах двух первых типов переход получается методами сплавления пластин p - и n -типов или диффузии в исходную полупроводниковую пластину примесных атомов. При этом p - n переход создается на значительной площади (до 1000 мм^2). В точечных диодах площадь перехода меньше $0,1 \text{ мм}^2$. Они применяются главным образом в аппаратуре сверхвысоких частот при значении прямого тока $10\text{--}20 \text{ мА}$.

По функциональному назначению полупроводниковые диоды делятся на выпрямительные, импульсные, стабилитроны, фотодиоды, светоизлучающие диоды и т. д.

Выпрямительные диоды предназначены для преобразования переменного тока в постоянный и выполняются по сплавной или диффузионной технологии. На рис. 10.11 приведены условное изображение выпрямительного диода и его типовая вольт-амперная характеристика. Прямой ток диода направлен от *анодного* A к *катодному* $Kat.$ выводу. Нагрузочную способность выпрямительного диода определяют: допустимый прямой ток I_{np} и соответствующее ему прямое напряжение U_{np} , до-

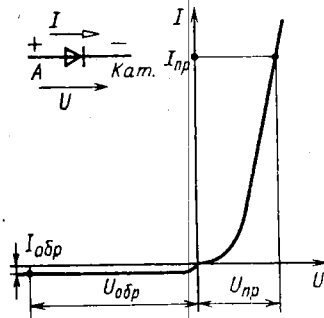


Рис. 10.11

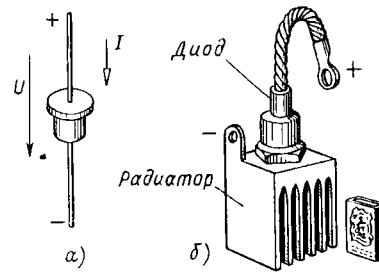


Рис. 10.12

пустимое обратное напряжение $U_{обр}$ и соответствующий ему обратный ток $I_{обр}$, допустимая мощность рассеяния $P_{рас}$ и допустимая температура окружающей среды (до 50°C для германиевых и до 140°C для кремниевых диодов).

Вследствие большой площади $p-n$ перехода допустимая мощность рассеяния выпрямительных диодов малой мощности с естественным охлаждением (рис. 10.12, а) достигает 1 Вт при значениях прямого тока до 1 А. Такие диоды часто применяются в цепях автоматики и в приборостроении. У выпрямительных диодов большой мощности (рис. 10.12, б) с радиаторами и искусственным охлаждением (воздушным или водяным) допустимая мощность рассеяния достигает 10 кВт при значениях допустимых прямого тока до 1000 А и обратного напряжения до 1500 В.

Импульсные диоды предназначены для работы в цепях формирования импульсов напряжения и тока.

Стабилитроны, называемые также опорными диодами, предназначены для стабилизации напряжения. В этих диодах используется явление неразрушающего электрического пробоя (лавинного пробоя) $p-n$ перехода при определенных значениях обратного напряжения $U_{обр} = U_{проб}$ (рис. 10.13, а). На рис. 10.13, б приведена простейшая схема стабили-

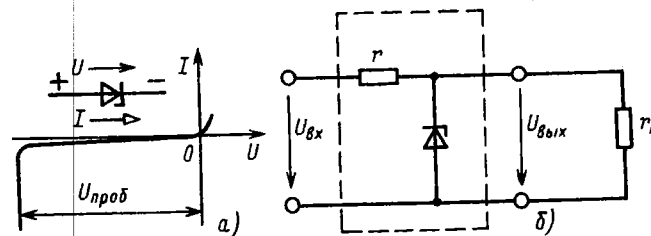


Рис. 10.13

затра напряжения на приемнике с сопротивлением нагрузки r_n . При изменении напряжения между входными выводами стабилизатора $U_{вх} > U_{проб}(r_n + r)/r_n$ напряжение между выходными выводами $U_{вых} \approx U_{проб}$ изменяется незначительно.

10.4. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Работа биполярных транзисторов основана на явлениях взаимодействия двух близко расположенных p - n переходов. Различают плоскостные и точечные биполярные транзисторы. Переходы в точечных биполярных транзисторах имеют малую площадь и аналогичны по конструкции переходам в точечных диодах. Такие транзисторы не получили существенного распространения.

Плоскостной биполярный транзистор представляет собой трехслойную структуру типа n - p - n (рис. 10.14) и типа p - n - p . На рис. 10.15, а и б даны условные изображения этих транзисторов. Транзистор называется биполярным потому, что физические процессы в нем связаны с движением носителей зарядов обоих знаков (свободных дырок и электронов).

Средний слой биполярного транзистора называется *базой* Б, один крайний слой — *коллектором* К, а другой крайний слой — *эмиттером* Э. Каждый слой имеет вывод, при помощи которого транзистор включается в цепь. В зависимости от полярности напряжения между выводами биполярного транзистора он работает в различных режимах.

Различают четыре режима работы биполярного транзистора:

- 1) активный режим, в котором переход эмиттер–база включен в прямом направлении, а переход коллектор–база — в обратном;
- 2) инверсный режим, в котором переход эмиттер–база включен в обратном направлении, а переход коллектор–база — в прямом;
- 3) режим отсечки, в котором оба перехода включены в обратном направлении;

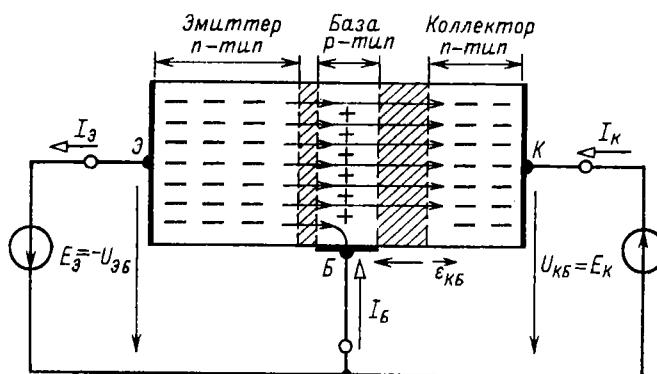


Рис. 10.14

4) режим насыщения, в котором оба перехода включены в прямом направлении.

В схемах, в которых транзистор применяется для усиления сигналов, основным является его активный режим работы. При подключении положительного полюса источника постоянной ЭДС $E_3 = -U_{ЭБ}$ к базе потенциальный барьер $p-n$ перехода ($n-p-n$ транзистор на рис. 10.14) между базой и эмиттером понижается. Свободные электроны диффундируют (инжектируются) из эмиттера в базу, образуя ток I_3 в цепи эмиттера. Если между коллектором и базой включен источник постоянной ЭДС $E_K = U_{КБ}$ отрицательным полюсом к базе, то увеличивается потенциальный барьер $p-n$ перехода между базой и коллектором. Большая часть электронов, инжектированных из эмиттера в базу, втягивается сильным электрическим полем с напряженностью $E_{КБ}$ этого $p-n$ перехода, образуя ток I_K в цепи коллектора. Заметим, что электрическое поле в переходе коллектор–база существует и при разомкнутой ветви с источником ЭДС E_K (см. рис. 10.4). Поэтому ток коллектора от значения напряжения $U_{КБ} \geq 0$ зависит мало. Незначительная часть свободных электронов, инжектированных из эмиттера в базу, образует ток I_B в цепи базы.

В рассмотренном случае база является общим электродом входной и выходной цепей. Такая схема включения биполярного транзистора называется схемой с *общей базой* (ОБ). Для усиления сигнала применяются также схемы включения биполярных транзисторов с *общим коллектором* (ОК) и *общим эмиттером* (ОЭ). Последнюю рассмотрим более подробно, так как она наиболее распространена (рис. 10.16).

Работу биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, определяют статическими коллекторными $I_K(U_{КЭ}) I_B = \text{const}$ (рис. 10.17, а) и базовыми $I_B(U_{БЭ}) U_{КЭ} = \text{const}$ (рис. 10.17, б) характеристиками. Область рабочих режимов транзистора на его коллекторных характеристиках ограничена максимально допустимыми значениями тока

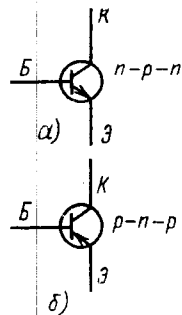


Рис. 10.15

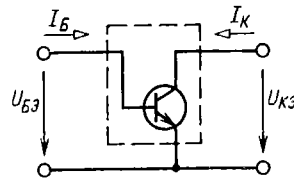


Рис. 10.16

$I_{K \max}$, напряжения $U_{КЭ \max}$ и мощности рассеяния $P_{\text{рас max}} \approx U_{КЭ} I_K$, а также нелинейными искажениями при малых значениях тока коллектора.

Рассматривая транзистор с ОЭ как нелинейный трехполюсник, включенный в цепь на рис. 6.12, опишем аналогично (6.5) его работу в режиме малого сигнала системой линейных уравнений:

$$u_{БЭ} = h_{11} i_B + h_{12} u_{КЭ}; \quad (10.4a)$$

$$i_K = h_{21} i_B + h_{22} u_{КЭ}, \quad (10.46)$$

где

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{\partial u_{БЭ}}{\partial i_B} \right|_{u_{КЭ} = \text{const}}; & h_{12} &= \left. \frac{\partial u_{БЭ}}{\partial u_{КЭ}} \right|_{i_B = \text{const}}; \\ h_{21} &= \left. \frac{\partial i_K}{\partial i_B} \right|_{u_{КЭ} = \text{const}}; & h_{22} &= \left. \frac{\partial i_K}{\partial u_{КЭ}} \right|_{i_B = \text{const}} \end{aligned} \right\} \quad (10.5)$$

— параметры биполярного транзистора, которые можно рассчитать по заданным статическим характеристикам. Их типовые значения находят-

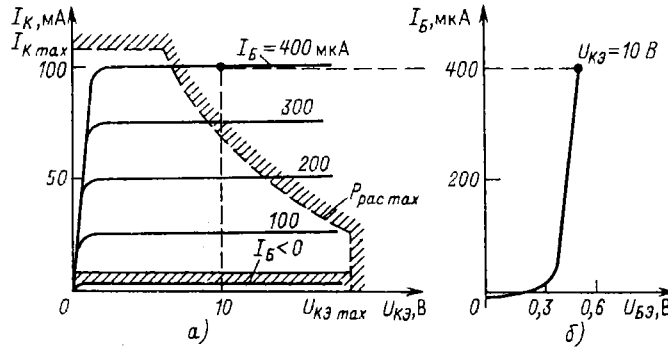


Рис. 10.17

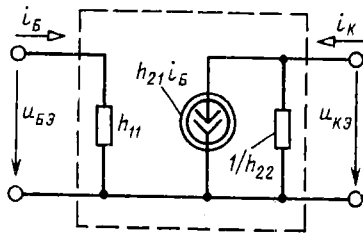


Рис. 10.18

ся в пределах

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= 10^3 \div 10^4 \text{ Ом}; & h_{12} &= 2 \cdot 10^{-4} \div 2 \cdot 10^{-3}; \\ h_{21} &= 20 \div 200; & h_{22} &= 10^{-5} \div 10^{-6} \text{ См.} \end{aligned} \right\} \quad (10.6)$$

Пренебрегая значением параметра h_{12} , получаем аналогично рис. 6.13 схему замещения биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ (рис. 10.18), в режиме малых сигналов, где $h_{11} = r_{вх}$ и $1/h_{22} = r_{вых}$ — входное и выходное сопротивления, $h_{21}i_B$ — источник тока, управляемый током базы i_B . Последнее обстоятельство позволяет считать, что биполярный транзистор представляет собой прибор, управляемый током.

Основное достоинство биполярных транзисторов — высокое быстродействие при достаточно больших токах коллектора. Наличие внешних теплоотводов позволяет работать биполярным транзисторам при мощности рассеяния до 50 Вт и токах до 10 А. Основным недостатком — относительно небольшие сопротивление входной цепи биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ (1–10 кОм), и плотность размещения при производстве интегральных микросхем.

10.5. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Различают полевые транзисторы с управляющим p - n переходом и на основе конструкции металл–диэлектрик–полупроводник или МДП-транзисторы.

А. Полевые транзисторы с управляющим p - n переходом. Рассмотрим принцип работы полевого транзистора с управляющим p - n переходом (рис. 10.19).

Между двумя электродами, называемыми *истоком* I и *стоком* C , расположен n -канал из полупроводника n -типа. Если между истоком и стоком включен источник с ЭДС E_C положительным полюсом к стоку, то в n -канале есть ток проводимости (10.1), значение которого зависит от сопротивления канала. В свою очередь сопротивление n -канала зависит от его ширины, которую в полевых транзисторах можно изменять. Для этого между третьим электродом, называемым *затвором* Z , и истоком включен источник ЭДС E_Z отрицательным полюсом к затвору, так что p - n переход между n -каналом и полупроводником p -типа, который находится у затвора, включен в обратном направлении. Ширина обедненного подвижными носителями p - n перехода влияет на ширину n -канала и тем самым на его проводимость. Отметим, что вместо n -канала может быть p -канал из полупроводника p -типа, а затвор — из полупроводника n -типа.

Напряжение p - n перехода вдоль канала непостоянное

$$U_{p-n}(x) = -E_Z - r_K(x)I_C$$

и имеет отрицательное значение, т. е. переход на всем протяжении включен в обратном направлении. Наибольшего абсолютного значения напряжения достигает у стока, где перекрытие канала будет максимальным (показано заштрихованной областью на рис. 10.19).

Работу полевого транзистора с управляющим p - n переходом определяют статические стоковые $I_C(U_{СИ})_{U_{ЗИ}=\text{const}}$ (рис. 10.20, а) и стоко-затворные $I_C(U_{ЗИ})_{U_{СИ}=\text{const}}$ (рис. 10.20, б) характеристики. Чрезмерное увеличение напряжения $U_{СИ}$ вызывает лавинный пробой между затвором и стоком.

При напряжении $U_{ЗИ}$, меньшем напряжения отсечки $U_{ЗИ\text{отс}}$, канал закрыт ($I_C = -I_3$). Изменение полярности напряжений $U_{СИ}$ или $U_{ЗИ}$ нарушает работу затвора.

В рассмотренном случае (рис. 10.19) полевой транзистор включен по схеме с *общим истоком* (ОИ). Возможно включение полевого транзистора также по схеме с *общим стоком* (ОС) и *общим затвором* (ОЗ). Однако две последние разновидности схем включения применяются редко и здесь не будут рассматриваться.

Рассматривая полевой транзистор с ОИ как нелинейный трехполюсник, включенный по схеме на рис. 6.12, опишем аналогично (6.7)

Рис. 10.19

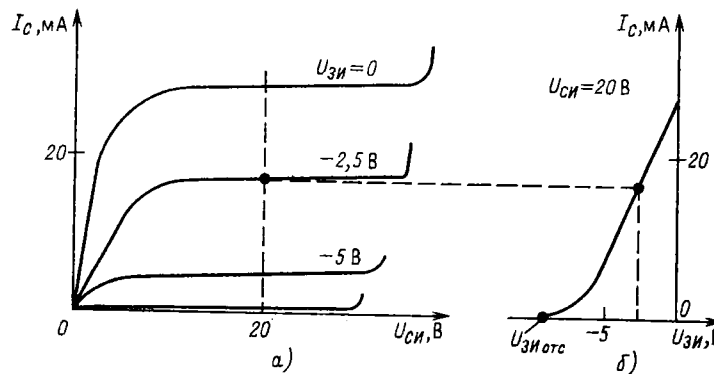
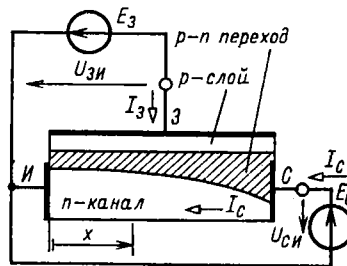


Рис. 10.20

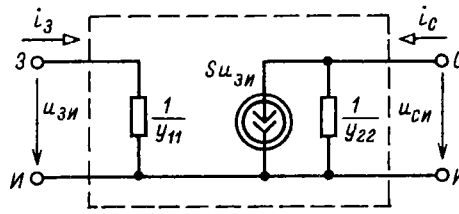


Рис. 10.21

его работу в режиме малого сигнала системой линейных уравнений:

$$i_З = y_{11}u_{ЗИ} + y_{12}u_{СИ}; \quad (10.7a)$$

$$i_С = y_{21}u_{ЗИ} + y_{22}u_{СИ}, \quad (10.7b)$$

где

$$\left. \begin{aligned} y_{11} &= \left. \frac{\partial I_З}{\partial U_{ЗИ}} \right|_{U_{СИ} = \text{const}}; & y_{12} &= \left. \frac{\partial I_З}{\partial U_{СИ}} \right|_{U_{ЗИ} = \text{const}}; \\ y_{21} &= \left. \frac{\partial I_С}{\partial U_{ЗИ}} \right|_{U_{СИ} = \text{const}}; & y_{22} &= \left. \frac{\partial I_С}{\partial U_{СИ}} \right|_{U_{ЗИ} = \text{const}} \end{aligned} \right\} \quad (10.8)$$

— параметры полевого транзистора. Они определяются из опыта или по статическим характеристикам (рис. 10.20) и имеют типовые значения

$$\left. \begin{aligned} y_{11} &= 10^{-7} \div 10^{-9} \text{ См}; & y_{12} &= 10^{-9} \div 10^{-11} \text{ См}; \\ y_{21} &= 10^{-3} \div 10^{-4} \text{ См}; & y_{22} &= 10^{-5} \div 10^{-6} \text{ См}. \end{aligned} \right\} \quad (10.9)$$

Пренебрегая малым значением параметра y_{12} , получаем (см. рис. 6.14) схему замещения полевого транзистора, включенного по схеме с ОИ (рис. 10.21), в режиме малого сигнала, где $1/y_{11} = r_{вх}$ и $1/y_{22} = r_{вых}$ — входное и выходное сопротивления, $Su_{ЗИ} = y_{21}u_{ЗИ}$ — источник тока, управляемый напряжением $u_{ЗИ}$. Последнее обстоятельство позволяет рассматривать полевой транзистор как прибор, управляемый напряжением, в отличие от биполярного транзистора, управляемого током базы (рис. 10.18). Величина $S = y_{21}$ называется *крутизной стоко-затворной характеристики*.

Б. Полевые МДП-транзисторы. Полевые МДП-транзисторы отличаются от полевых транзисторов с управляющим $p-n$ переходом тем, что в них электрод затвора изолирован от канала слоем диэлектрика. В качестве диэлектрика обычно используется окисел SiO_2 . Поэтому наря-

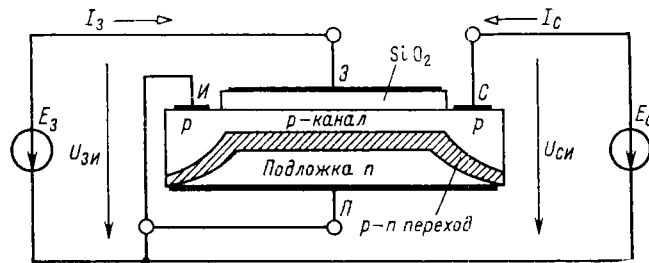


Рис. 10.22

ду с термином МДП пользуются термином МОП, отражающим структуру металл—оксид—полупроводник.

Различают МДП-транзисторы с индуцированным каналом и со встроенным каналом.

МДП-транзистор с индуцированным каналом *p*-типа представляет собой пластину кремния *n*-типа, называемую подложкой, в которой создаются две области *p*-типа (рис. 10.22). Одна из этих областей используется как исток *И*, другая — как сток *С*. Электрод затвора *З* изолирован от подложки тонким слоем диэлектрика SiO_2 .

Рассмотрим механизм работы индуцированного канала, положив, что электроды подложки *П* и истока соединены между собой.

Предположим сначала, что цепь стока разомкнута. При напряжении $U_{зи} = 0$, т. е. коротком замыкании между выводами затвора и истока, в приграничном слое подложки с диэлектриком вследствие контактных явлений образуется обогащенный слой (см. рис. 10.9). Однако при этом токопроводящий канал между стоком и истоком отсутствует. Это объясняется тем, что между полупроводниками подложки *n*-типа и полупроводниками областей стока и истока *p*-типа образуются два *p-n* перехода, включенных навстречу друг другу.

При увеличении отрицательного значения напряжения $U_{зи} < 0$ сначала вместо обогащенного слоя образуется обедненный слой (см. рис. 10.7), а затем при напряжении меньше порогового $U_{зи\text{пор}}$ — инверсный слой (см. рис. 10.8), т. е. индуцированный канал *p*-типа между стоком и истоком. Если теперь в цепь стока включить источник ЭДС E_c отрицательным полюсом к стоку, то в *p*-канале появится ток. При этом в силу неравенства

$$U_{зс} = -E_z + E_c > U_{зи} = -E_z < 0 \quad (10.10)$$

ширина индуцированного канала уменьшается по направлению от истока к стоку, где ее можно регулировать вплоть до полного перекрытия.

Подключение источника ЭДС E_c положительным полюсом к стоку недопустимо. В этом случае

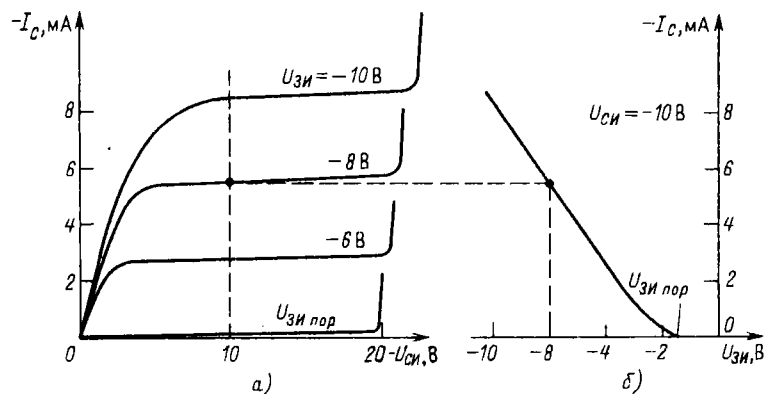


Рис. 10.23

$$U_{ЗС} = -E_3 - E_C < U_{ЗИ} = -E_3 < 0, \quad (10.11)$$

и управление индуцированным каналом невозможно.

На рис. 10.23, а и б приведены стоковые и стоко-затворные статические характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом *p*-типа.

В МДП-транзисторах с индуцированным каналом *n*-типа используется подложка из полупроводника *p*-типа, в которой создаются две области полупроводника *n*-типа для стока и истока. Вследствие контактных явлений на границе раздела диэлектрика и подложки в приграничном слое последней индуцируется инверсный слой (см. рис. 10.10), т. е. канал *n*-типа. Этот канал соединяет между собой области стока и истока при отсутствии напряжения $U_{ЗИ} = 0$. При увеличении напряжения $U_{ЗИ} > 0$ индуцированный канал обогащается электронами, при умень-

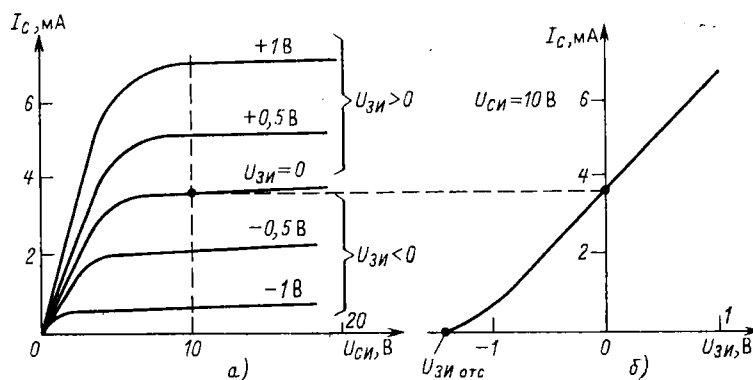


Рис. 10.24

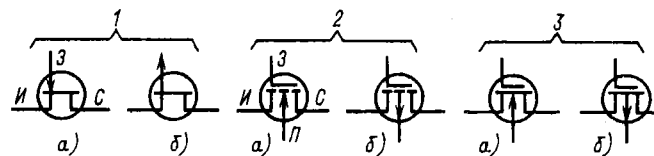


Рис. 10.25

шении напряжения $U_{ЗИ} < 0$ обедняется. Остальные процессы в индуцированных каналах n - и p -типов аналогичны.

Статические стоковые и стоко-затворные характеристики МДП-транзистора с индуцированным n -каналом приведены на рис. 10.24, а и б.

МДП-транзисторы с технологически встроенным каналом имеют канал n - или p -типа. Встроенный в процессе технологического изготовления транзистора канал самоизолируется от подложки обедненным слоем p - n перехода. Основная особенность МДП-транзисторов со встроенным каналом заключается в возможности их работы в режиме объединения и обогащения встроенного канала подобно рассмотренной выше работе МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа.

У всех типов МДП-транзисторов электрод подложки либо соединяется с электродом истока, либо служит в качестве второго затвора.

Условные обозначения полевых транзисторов с управляющим p - n переходом, МДП-транзисторов с индуцированным каналом и МДП-транзисторов со встроенным каналом приведены соответственно на позициях 1–3 рис. 10.25, а для канала n -типа и рис. 10.25, б для канала p -типа.

В табл. 10.1 приведены полярности напряжений между электродами МДП-транзисторов в рабочем режиме.

Таблица 10.1. Полярность напряжений между электродами полевых транзисторов в рабочем режиме

Тип полевого транзистора	Тип канала	Тип подложки	Режим работы канала	$U_{ЗИ}$	$U_{ЗИ\text{отс}}$ ($U_{ЗИ\text{кор}}$)	$U_{СИ}$	$U_{ПИ}$
Транзистор с управляющим p - n переходом	n	p	Обеднение	< 0	< 0	> 0	≤ 0
	p	n	Обеднение	> 0	> 0	< 0	≥ 0
МДП-транзистор с индуцированным каналом	p	n	Обогащение	< 0	< 0	< 0	≥ 0
	n	p	Обеднение	< 0	< 0	> 0	≤ 0
			Обогащение	> 0			
МДП-транзистор со встроенным каналом	n	p	Обеднение	< 0	< 0	> 0	≤ 0
			Обогащение	> 0			
	p	n	Обеднение	> 0	> 0	< 0	≥ 0
			Обогащение	< 0			

Основные достоинства полевых транзисторов — большое сопротивление входной цепи (1–10 МОм) и технологичность при производстве интегральных микросхем с большой плотностью размещения элементов. Основным недостатком — относительно невысокое быстродействие.

10.6. ТИРИСТОРЫ

Тиристор — полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями и тремя или более последовательно включенными p - n переходами. Наиболее распространена структура тиристора с четырьмя чередующимися слоями полупроводников p - и n -типов (рис. 10.26).

Различают управляемые, или триодные, и неуправляемые, или диодные, тиристоры.

Диодный тиристор имеет два вывода — анодный A и катодный $Kат.$. Его переключение из одного устойчивого состояния в другое в цепи переменного тока (см. рис. 6.7) определяется методом нагрузочной характеристики (см. рис. 6.8). Здесь и в дальнейшем примем, что ВАХ тиристора безынерционные, т. е. $I(U) = i(u)$. При плавном увеличении от нулевого значения ЭДС $e_{ЭК}$ диодный тиристор сначала будет закрыт и ток в цепи мал (точка 1 на ВАХ по рис. 10.26). В точке 2 ВАХ диодного тиристора напряжение на нем достигнет напряжения включения $U = U_{вкл.}$. Дальнейшее даже незначительное увеличение ЭДС $e_{ЭК}$ приведет к резкому изменению режима работы цепи (точка 3 на ВАХ), т. е. открыванию диодного тиристора. При уменьшении ЭДС $e_{ЭК}$ процессы в цепи протекают в обратном порядке. В точке 4 ВАХ

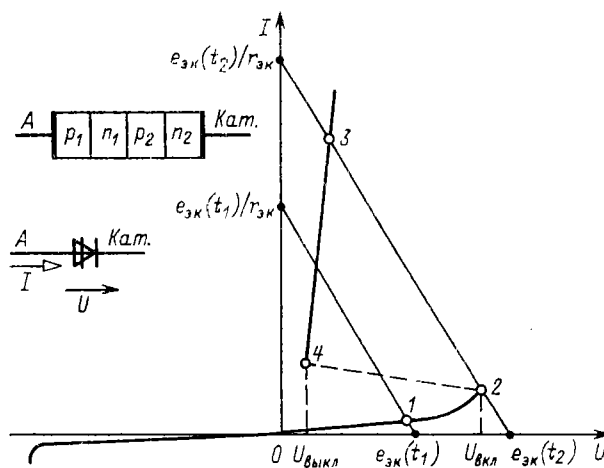


Рис. 10.26

напряжение достигнет напряжения выключения. Дальнейшее уменьшение ЭДС $\mathcal{E}_{\text{ЭК}}$ приводит к закрыванию диодного тиристора.

Находят применение также симметричные диодные тиристоры, условное обозначение которых и их ВАХ приведены на рис. 10.27.

Триодный тиристор кроме анодного и катодного выводов имеет еще вывод управляющего электрода УЭ. Последний подключается либо к ближайшей к катоду p -области, либо к ближайшей к аноду n -области. В соответствии с этим различают катодное и анодное управление тиристором. Первое подключение более распространено. Структура тиристора с катодным управлением, его условное изображение и ВАХ приведены на рис. 10.28. При изменении напряжения управления $U_{\text{уп}}$ изменяется и напряжение включения тиристора $U_{\text{вкл}}$. Следовательно, его можно использовать как управляемый ключ.

Для запираания триодного тиристора необходимо уменьшить ток практически до нуля.

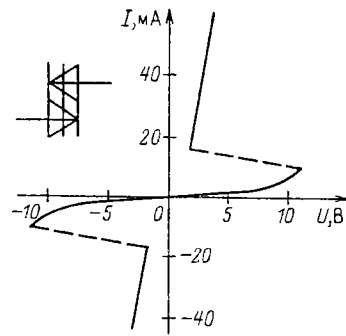


Рис. 10.27

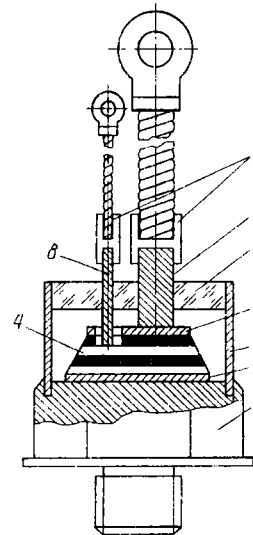


Рис. 10.29

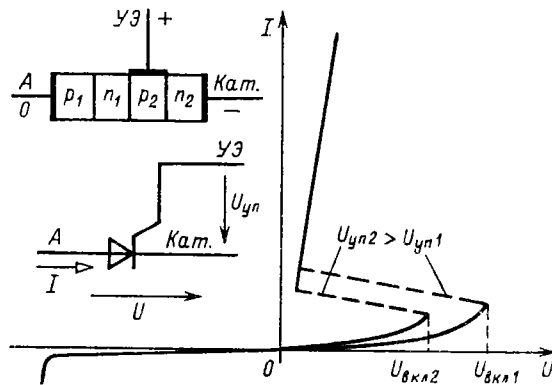


Рис. 10.28

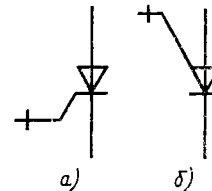


Рис. 10.30

Типовая конструкция триодного тиристора большой мощности приведена на рис. 10.29, где 1 – основание из меди; 2 – трубка из стали со стеклоизолятором; 3, 4 – четырехслойная структура $p-n-p-n$ с припаянными к ней вольфрамовыми дисками 5 и 6; 7, 8 – стержневые выводы катода и управляющего электрода соответственно, которые через переходные втулки 9 соединяются с гибкими наружными выводами.

Разновидностью управляемых тиристорov являются *запираемые триодные тиристоры*, в которых запираение возможно при помощи коротких по длительности импульсов напряжения U_{yn} обратной полярности. Их условное изображение приведено на рис. 10.30, а и б для катодного и анодного управлений соответственно.

Основная область применения тиристорov – преобразовательная техника. Номинальные значения токов у некоторых типов тиристорov в открытом состоянии достигают 5000 А, а номинальные значения напряжений в закрытом состоянии – до 5000 В.

10.7. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗИСТОРЫ, КОНДЕНСАТОРЫ, ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

На основе полупроводников изготавливаются резисторы с постоянным сопротивлением, а также резисторы с нелинейными ВАХ. К последним относится *варистор*. Его типовая ВАХ и условное изображение приведены на рис. 10.31. Варисторы применяются, например, в стабилизаторах и ограничителях напряжения подобно опорному диоду в цепи на рис. 10.13, б.

Полупроводниковые резисторы, сопротивление которых сильно зависит от температуры внешней среды, называются *терморезисторами*. Различают терморезисторы с положительным и отрицательным температурным коэффициентом сопротивления.

В конденсаторах на основе полупроводников – варикапах – используется изменение емкости $p-n$ перехода в зависимости от приложенного

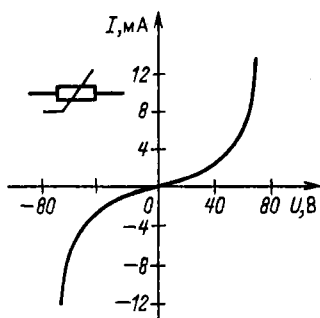


Рис. 10.31

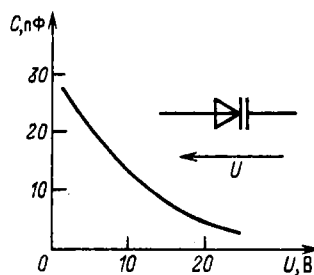


Рис. 10.32

к нему напряжения. Условное изображение и типовая характеристика варикапа приведены на рис. 10.32.

К оптоэлектронным относятся полупроводниковые приборы, способные работать в качестве источников (светоизлучающие диоды) и приемников (фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры) излучения.

Работа *светоизлучающего диода* основана на явлении индукционной электролюминесценции, т. е. излучения квантов света при рекомбинации носителей заряда в *p-n* переходе, смещенном в прямом направлении.

Работа фоторезисторов, фотодиодов, фототранзисторов и фототиристоров основана на явлении внутреннего фотоэффекта, т. е. генерации в полупроводниках избыточных пар носителей заряда — электронов и дырок — под действием излучения. В *фоторезисторах* это приводит к изменению электрической проводимости полупроводника при его освещении. В *фотодиодах* избыточность носителей заряда увеличивает потенциальный барьер *p-n* перехода. Если к освещенному фотодиоду подключить резистор, то в цепи наблюдается ток, т. е. преобразование энергии излучения в электрическую.

Фототранзистор с двумя *p-n* переходами имеет структуру обычного биполярного транзистора, но только два вывода — коллекторный и эмиттерный. Ток в цепи фототранзистора зависит не только от напряжения между коллектором и эмиттером, но и от его освещенности.

Фототиристор с тремя *p-n* переходами также имеет два вывода — анодный и катодный. Его ВАХ подобна ВАХ триодного тиристора на рис. 10.28 с той особенностью, что напряжение включения $U_{вкл}$ зависит от освещенности фототиристора.

10.8. КЛАССИФИКАЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСТРОЙСТВ

По своим функциональным задачам полупроводниковые устройства можно разделить на три группы: преобразовательные, в том числе выпрямительные; усилительные и импульсные, в том числе логические.

Преобразовательные устройства осуществляют преобразование напряжения и тока источника энергии в напряжение и ток, необходимые приемнику энергии. Выпрямительные устройства служат для преобразования синусоидальных напряжений и токов в постоянные. Обратное преобразование реализуют инверторы, а изменение значений постоянного напряжения и частоты синусоидального тока — преобразователи напряжения и частоты. Преобразовательные устройства широко применяются в электроприводе, устройствах электросварки, электротермии и т. д. В усилительных устройствах те или иные параметры сигналов увеличиваются до значений, необходимых для работы исполнительных органов. При помощи импульсных и логических устройств создают различные системы управления. Первые обеспечивают необходимую временную программу, а вторые — необходимую логическую программу совместной работы отдельных частей объекта управления.

Отметим, что деление полупроводниковых устройств по их функциональному назначению в известной степени условно. Реальные полупроводниковые устройства часто содержат элементы нескольких групп, а также генераторы синусоидальных колебаний, стабилизаторы напряжения и т. п.

10.9. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

В общем случае структурная схема выпрямительного устройства (рис. 10.33) содержит трансформатор T , выпрямитель B , сглаживающий фильтр Φ и стабилизатор выпрямленного напряжения $Ст$. Трансформатор служит для изменения синусоидального напряжения сети C до необходимого уровня, которое затем выпрямляется. Сглаживающий фильтр уменьшает пульсации выпрямленного напряжения. Стабилизатор поддерживает неизменным напряжение на приемнике $П$ при изменении напряжения сети. Отдельные узлы выпрямительного устройства могут отсутствовать, что зависит от условий работы.

В дальнейшем вместо термина "выпрямительное устройство" будем пользоваться сокращенным — "выпрямитель". По числу фаз источника выпрямленного синусоидального напряжения различают однофазные и многофазные (чаще трехфазные) выпрямители, по схемотехническому решению — с выводом нулевой точки трансформатора и мостовые, по возможностям регулирования выпрямленного напряжения — неуправляемые и управляемые. В неуправляемых выпрямителях для выпрямления синусоидального напряжения включаются диоды, т. е. неуправляемые вентили, а для сглаживания выпрямленного напряжения — обычно емкостные фильтры.

Для упрощения расчетов примем, что приемник представляет собой резистивный двухполюсник с сопротивлением нагрузки, а диоды — идеальные ключи, т. е. реализуют короткое замыкание цепи для тока в прямом направлении и ее разрыв для тока в обратном направлении.

А. Однофазные выпрямители. В однофазном выпрямителе с нулевым выводом трансформатора приемник подключается к выводу от середины вторичной обмотки трансформатора (рис. 10.34). Рассмотрим сначала работу выпрямителя без сглаживающего фильтра (ключ K разомкнут). Если в каждой половине вторичной обмотки с числом витков w_2 считать положительным то направление тока, при котором соответствующий диод открыт, то ток в каждой половине обмотки и в каждом

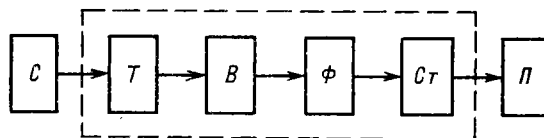


Рис. 10.33

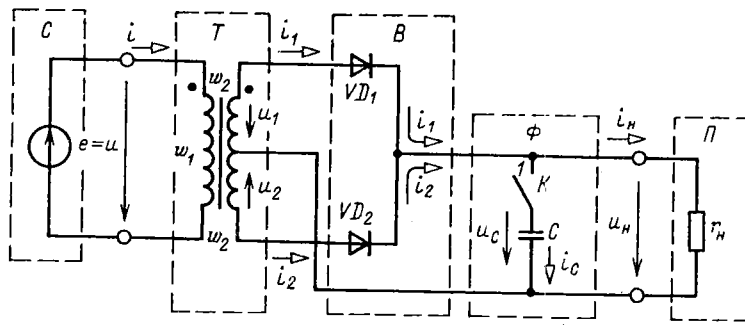


Рис. 10.34

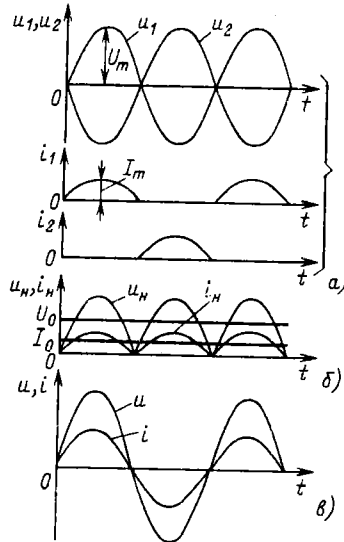


Рис. 10.35

диоде будет синусоидальным в течение положительного (для этой половины) полупериода и равным нулю в течение отрицательного полупериода (рис. 10.35, а). В приемнике положительные направления обоих токов совпадают, т. е. $i_H = i_1 + i_2$ (рис. 10.35, б).

При идеальном трансформаторе постоянная составляющая тока нагрузки

$$I_0 = \frac{2}{\pi} I_m \approx 0,64 I_m \quad (10.12)$$

и его действующее значение

$$I = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} i_H^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m^2 \sin^2 \omega t dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (10.13)$$

равны значениям соответствующих величин синусоидального тока с той же амплитудой.

Ток в первичной обмотке трансформатора с числом витков w_1 синусоидальный

$$i = (i_1 - i_2) \frac{w_2}{w_1} = I_m \frac{w_2}{w_1} \sin \omega t$$

и совпадает по фазе с синусоидальным напряжением сети (рис. 10.35, в)

$$u = (u_1 - u_2) \frac{w_1}{2w_2} = U_m \frac{w_1}{w_2} \sin \omega t.$$

Рассмотрим, как изменится работа выпрямителя после включения сглаживающего фильтра (ключ K замкнут). По первому закону Кирхгофа для узла 1 цепи прямой ток диода VD_1

$$i_1 = i_C + i_H,$$

или

$$i_1 = C \frac{du_C}{dt} + u_H / r_H,$$

где

$$u_C = u_H = u_1 = U_m \sin \omega t$$

и

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = \omega C \cos \omega t$$

— напряжение на конденсаторе фильтра и ток в нем.

Подставив в это уравнение значение тока $i_1 = 0$, определим момент времени t_1 закрывания диода:

$$\omega C \cos \omega t_1 + \frac{U_m}{r_H} \sin \omega t_1 = 0,$$

откуда

$$t_1 = \frac{\operatorname{arctg}(-\omega r_H C)}{\omega}.$$

Начиная с момента времени t_1 , напряжение на приемнике будет изменяться по экспоненциальному закону (см. § 5.5):

$$u_H = u_C = U_m \sin \omega t_1 e^{-\frac{t-t_1}{r_H C}},$$

как показано на рис. 10.36, а штриховой линией.

В момент времени t_2 напряжение на конденсаторе u_C и на входе выпрямителя $u_2 = -U_m \sin \omega t$ будут равны и откроется диод VD_2 . Далее процесс в цепи будет периодически повторяться. Происходит периоди-

ческая зарядка конденсатора фильтра током i_C от источника энергии и его последующая разрядка на цепь приемника (рис. 10.36, б).

Включение сглаживающего фильтра увеличивает постоянную составляющую U_0 и уменьшает процентное содержание гармонических составляющих в кривой выпрямленного напряжения.

Зависимость среднего значения выпрямленного напряжения U_0 от среднего значения выпрямленного тока I_0 называется *внешней характеристикой выпрямителя*. На рис. 10.37 приведены внешние характеристики однофазного выпрямителя без сглаживающего фильтра (кривая 1) и со сглаживающим фильтром (кривая 2). Уменьшение напряжения U_0 при уменьшении сопротивления цепи нагрузки и увеличении выпрямленного тока объясняется увеличением падения напряжения на реальном диоде с нелинейной ВАХ, а во втором случае — также более быстрой разрядкой конденсатора.

В однофазной *мостовой схеме выпрямления* (рис. 10.38) четыре диода образуют четыре плеча выпрямительного моста. Одну половину периода два диода в противоположащих плечах моста проводят ток i_1 , а другие два диода заперты. Вторую половину периода два других диода проводят ток i_2 , а первые два диода заперты (рис. 10.39, а). Для мостовой схемы справедливы все полученные выше соотношения для выпря-

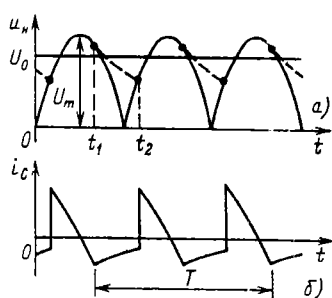


Рис. 10.36

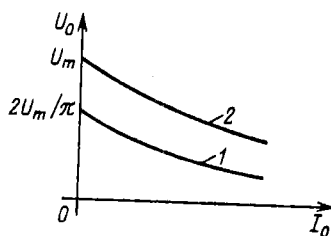


Рис. 10.37

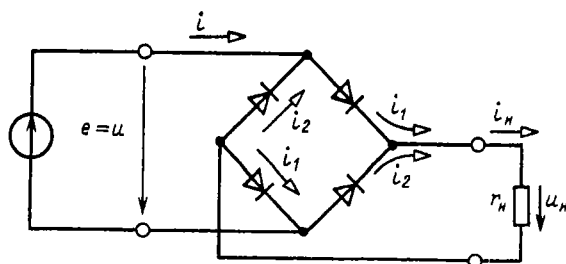


Рис. 10.38

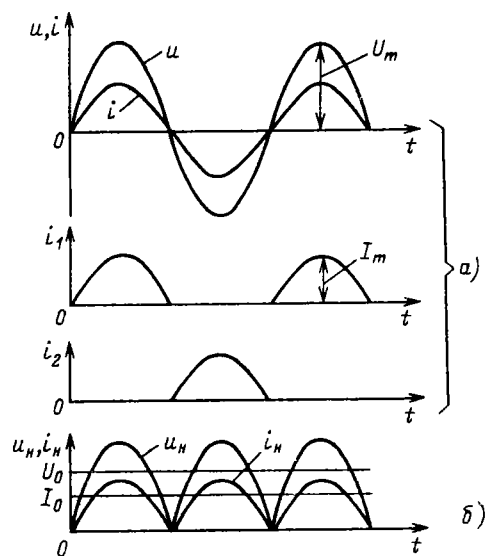


Рис. 10.39

мителя с нулевым выводом трансформатора. Ток нагрузки выпрямленный $i_H = i_1 + i_2$ (рис. 10.39, б), а ток источника $i = i_1 - i_2$ синусоидальный (рис. 10.39, а).

Б. Многофазные выпрямители. Многофазное выпрямление дает возможность значительно уменьшить пульсации выпрямленного напряжения. На рис. 10.40 показана схема трехфазного выпрямителя с нулевым выводом трансформатора. В каждый данный момент времени ток проводит только тот диод, анод которого соединен с выводом той вторичной обмотки трехфазного трансформатора (a , b или c), напряжение на которой (u_a , u_b или u_c) положительное и наибольшее (рис. 10.41, а).

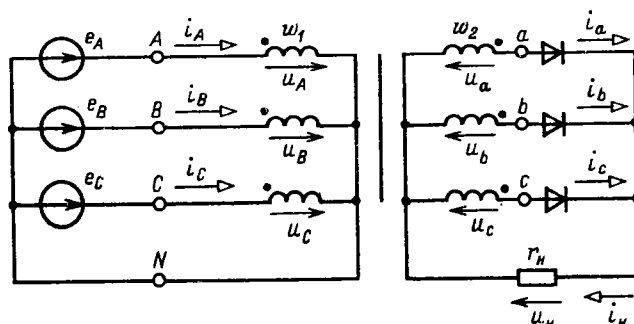


Рис. 10.40

Для идеального трансформатора токи вторичных обмоток i_a , i_b и i_c представляют собой три последовательности импульсов с периодом повторения $T = 2\pi/\omega_e$, длительностью $T/3$ и амплитудой $I_m = U_m/r_n$ каждая, сдвинутые относительно друг друга на $1/3$ периода (рис. 10.41, б), токи первичных обмоток равны

$$i_A = \frac{w_2}{w_1} i_a, \quad i_B = \frac{w_2}{w_1} i_b, \quad i_C = \frac{w_2}{w_1} i_c,$$

ток нагрузки $i_n = i_a + i_b + i_c$ имеет постоянную составляющую I_0 , а выпрямленное напряжение совпадает с огибающей положительных полуволн напряжений вторичных обмоток $u_n = r_n i_n$ (рис. 10.41, в). Заметим, что токи во вторичных и первичных обмотках трансформатора имеют постоянные составляющие $I_0/3$ и $w_1 I_0/(3w_2)$.

В трехфазной *мостовой* схеме выпрямителя нулевой вывод вторичной обмотки трехфазного трансформатора не нужен, поэтому его вторичные обмотки могут быть соединены как звездой, так и треугольником или, если позволяют условия работы, трехфазный трансформатор может вообще отсутствовать. При отсутствии трехфазного трансформатора выпрямитель подключается к трехфазному источнику, например, как показано на рис. 10.42. Половина диодов выпрямителя (VD_1 , VD_3 и VD_5) образует группу, в которой соединены все катодные выводы, а у второй половины диодов (VD_2 , VD_4 и VD_6) соединены все анодные выводы.

Примем значение потенциала нейтральной точки N трехфазного источника $\varphi_N = 0$. При этом потенциалы его выводов соответственно равны

$$\varphi_a = u_a = U_m \sin \omega t;$$

$$\varphi_b = u_b = U_m \sin(\omega t - 120^\circ);$$

$$\varphi_c = u_c = U_m \sin(\omega t - 240^\circ),$$

что показано на рис. 10.43, а. В каждый данный момент времени работает тот диод первой группы, у которого анодный вывод имеет наибольший положительный потенциал $\varphi_{Amax} > 0$ относительно потенциала нейтральной точки N , а вместе с ним — диод второй группы, у которого катодный вывод имеет наибольший по абсолютному значению отрицательный потенциал $|\varphi_{Kat}|_{max}$ относительно потенциала этой же точки. Чтобы проследить порядок переключения диодов, разделим один период T работы цепи на шесть равных интервалов времени, как показано на рис. 10.43, а. В табл. 10.2 для каждого интервала времени приведены величины с наибольшим положительным потенциалом анодов φ_{Amax} диодов первой группы и с наибольшим по абсолютному

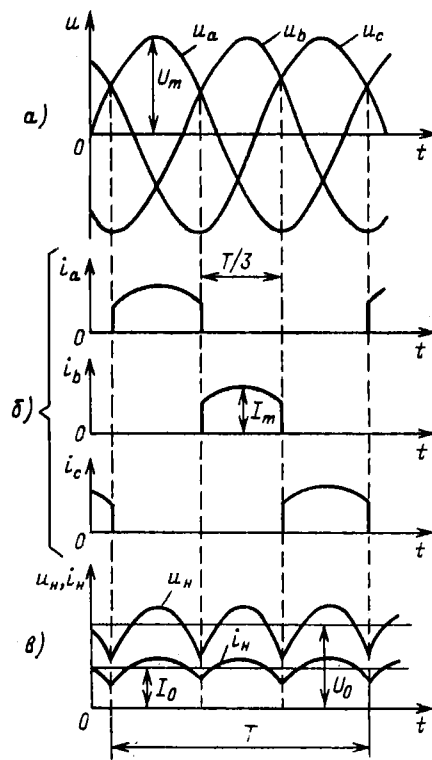


Рис. 10.41

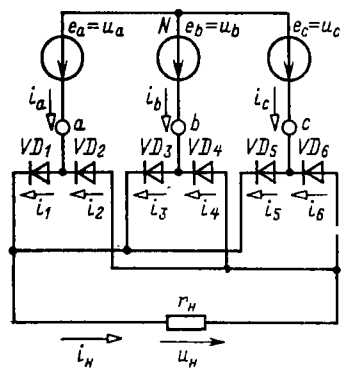


Рис. 10.42

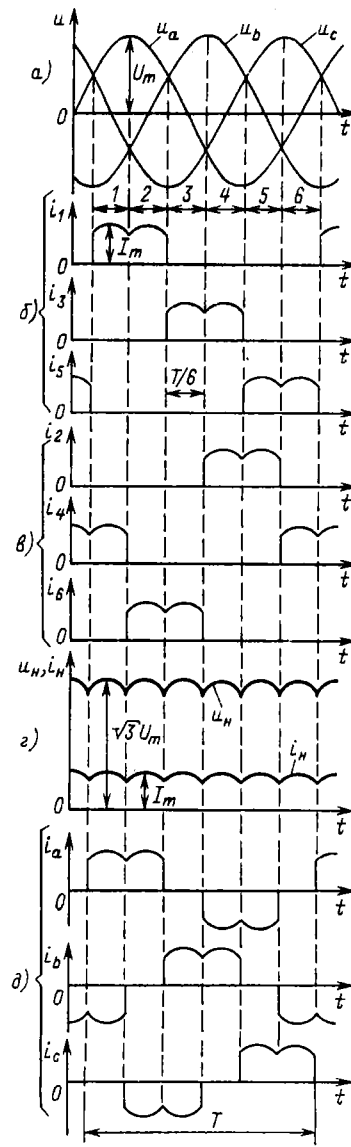


Рис. 10.43

Таблица 10.2. Порядок переключения диодов в трехфазной мостовой схеме выпрямителя

Номер интервала	$\varphi_{A \max}$	$ \varphi_{\text{Кат}} _{\max}$	Диод первой группы	Диод второй группы
1	φ_a	φ_b	VD_1	VD_4
2	φ_a	φ_c	VD_1	VD_6
3	φ_b	φ_c	VD_3	VD_6
4	φ_b	φ_a	VD_3	VD_2
5	φ_c	φ_a	VD_5	VD_2
6	φ_c	φ_b	VD_5	VD_4

значению отрицательным потенциалом катодов $|\varphi_{\text{Кат}}|_{\max}$ диодов второй группы, а также номера открытых диодов каждой группы. В течение одного периода происходит шесть переключений, т. е. в 2 раза больше числа фаз $m = 3$.

Работу выпрямителя иллюстрируют совмещенные по времени кривые токов диодов первой группы i_1, i_3 и i_5 (рис. 10.43, б), токов диодов второй группы i_2, i_4 и i_6 (рис. 10.43, в), тока нагрузки $i_n = i_1 + i_3 + i_5 = i_2 + i_4 + i_6$ и выпрямленного напряжения $u_n = r_n i_n$ (рис. 10.43, з) и переменные фазные токи трехфазного источника $i_a = i_1 - i_2, i_b = i_3 - i_4$ и $i_c = i_5 - i_6$ (рис. 10.43, д). Заметим, что максимальное значение выпрямленного напряжения равно амплитуде синусоидального линейного напряжения трехфазного источника $\sqrt{3}U_m$, а максимальное значение выпрямленного тока $I_m = \sqrt{3}U_m/r_n$.

Мощность многофазных неуправляемых выпрямителей обычно средняя или большая (от десятков до сотен киловатт и больше при токах до 100 000 А). Мощность однофазных неуправляемых выпрямителей малая или средняя (от единиц до десятков киловатт). Коэффициент полезного действия неуправляемых выпрямителей достигает 98%.

10.10. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Принципы построения управляемых однофазных и многофазных выпрямителей такие же, как и одноименных неуправляемых выпрямителей, но диоды, т. е. неуправляемые вентили, заменяются тиристорами, т. е. управляемыми вентилями. Программа включения последних задается соответствующей последовательностью управляющих импульсов напряжения системы управления.

Рассмотрим работу однофазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом трансформатора (рис. 10.44). Режим работы выпрямителя в общем случае зависит от значения параметров цепи на-

грузки. Наиболее распространены два случая. Схема замещения цепи нагрузки содержит: 1) резистивный элемент с сопротивлением r_n ; 2) последовательное соединение резистивного r_n и индуктивного L_n элементов.

Примем для упрощения анализа, что трансформатор с числом витков первичной w_1 и каждой половиной вторичной w_2 обмоток — идеальный с напряжениями на половинах вторичной обмотки u_1 и u_2 (рис. 10.45, а).

При отсутствии индуктивности цепи нагрузки два плеча выпрямителя работают независимо один от другого (рис. 10.45, в) как однофазные однополупериодные управляемые выпрямители, последовательности управляющих импульсов напряжения которых, поступающих от системы управления СУ (см. рис. 10.44), сдвинуты относительно друг друга на половину периода (рис. 10.45, б). При угле управления $\alpha \leq 180^\circ$ ток в первичной

обмотке трансформатора $i = \frac{w_2}{w_1} (i_1 - i_2)$ в отличие от получающего-

ся в цепи на рис. 10.35 не синусоидальный (рис. 10.45, д), а ток в цепи нагрузки $i_n = i_1 + i_2$ представляет собой последовательность импульсов с длительностью $T/2 - \Delta t$ и периодом повторения $T/2$ (рис. 10.45, з).

Наличие индуктивности цепи нагрузки (рис. 10.46) изменяет характер процесса в выпрямителе. После открывания тиристора VS_1 или VS_2 ток в нем и в цепи нагрузки плавно увеличивается и в магнитном поле индуктивного элемента запасается энергия. За счет этой энергии ток в соответствующем тиристоре и в цепи нагрузки не уменьшится до нуля при изменении полярности питающего напряжения. Следовательно, интервалы открытого состояния тиристоров VS_1 и VS_2 возрастут тем больше, чем больше значение индуктивности L_n . При некотором значении индуктивности ток в цепи нагрузки становится непрерывным, а при $L_n \rightarrow \infty$ — постоянным. Переключение тиристоров при принятых допущениях происходит мгновенно.

Рассмотрим работу выпрямителя подробнее, положив, что индуктивность $L_n \rightarrow \infty$ и к моменту времени $t = 0$ тиристор VS_1 был закрыт, а тиристор VS_2 открыт. Первый после момента времени $t = 0$ импульс управления $u_{уп1}$ открывает тиристор VS_1 и напряжение между его анодом и катодом становится равным нулю ($u_{VS1} = 0$). При значении угла управления $\alpha < 180^\circ$ (рис. 10.47, а) напряжение между анодом и катодом ранее проводившего тиристора, как следует из второго закона Кирхгофа для контура 1 цепи (рис. 10.46), будет иметь отрицательное значение ($u_{VS2} = u_2 - u_1 < 0$), что приводит к его запираанию. Одновременно положительное напряжение $u_1 > 0$ (рис. 10.47, а), действующее в контуре 2 цепи, определяет ток в открытом тиристоре VS_1 и в цепи нагрузки.

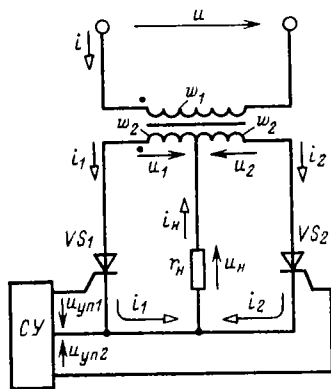


Рис. 10.44

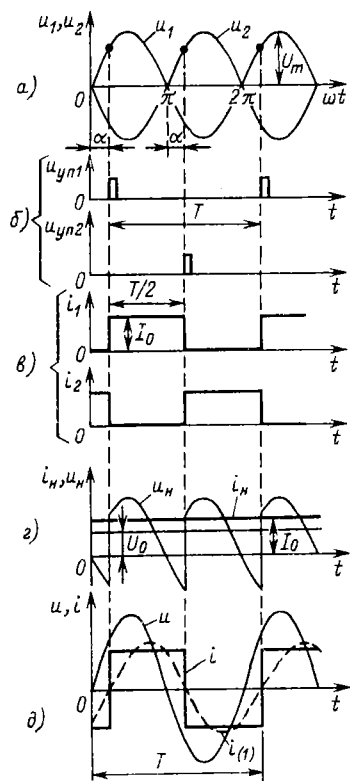


Рис. 10.47

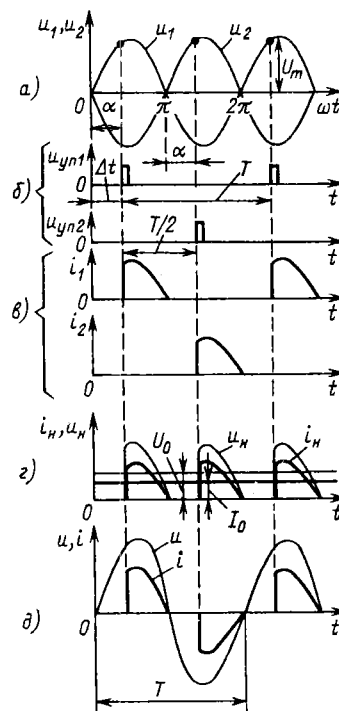


Рис. 10.45

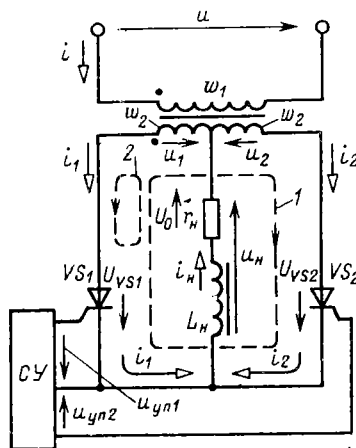


Рис. 10.46

Через $1/2$ периода после включения тиристора VS_1 и выключения тиристора VS_2 под действием импульса управления u_{yn2} (рис. 10.47, б) откроется тиристор VS_2 . Напряжение между анодом и катодом тиристора VS_1 станет отрицательным ($u_{VS1} = u_1 - u_2 < 0$) (рис. 10.47, а) и он запирается. Далее процесс переключения тириستоров периодически повторяется, так что токи в них i_1 и i_2 представляют собой последовательность прямоугольных импульсов с амплитудой $I_0 = U_0/r_H$ и длительностью $T/2$ (рис. 10.47, а), ток нагрузки постоянный ($i_H = I_0 = i_1 + i_2$) (рис. 10.47, з), а ток в первичной обмотке трансформатора $i = \frac{w_2}{w_1}(i_1 - i_2)$ получается в виде последовательности импульсов разного знака с амплитудой $\frac{w_2}{w_1}I_0$ (рис. 10.47, д). Его первая гармоника $i_{(1)}$, показанная штриховой линией, отстает по фазе от синусоидального напряжения сети $u = \frac{w_1}{2w_2}(u_1 - u_2)$ на угол управления α . Это означает, что индуктивная реактивная мощность выпрямителя Q_L отлична от нулевого значения.

При отсутствии естественной индуктивности цепи нагрузки аналогичный режим работы выпрямителя будет при включении последовательно в цепь нагрузки сглаживающего фильтра в виде катушки с индуктивностью $L_\Phi \rightarrow \infty$.

Регулировочная характеристика выпрямителя по схеме на рис. 10.44 определяется зависимостью

$$U_0 = \frac{U_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t d\omega t = U_m \frac{1 + \cos \alpha}{\pi}, \quad (10.14)$$

а выпрямителя по схеме на рис. 10.46 при $L_H \rightarrow \infty$ — зависимостью

$$U_0 = \frac{U_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} \sin \omega t d\omega t = U_m \frac{2}{\pi} \cos \alpha \quad (10.15)$$

и приведена на рис. 10.48, а. Регулировочные характеристики при $L_H = 0$ и $L_H \rightarrow \infty$ ограничивают область расположения регулировочных характеристик для промежуточных значений $\infty > L_H > 0$.

На рис. 10.48, б приведены внешние характеристики управляемого однофазного двухполупериодного выпрямителя $U_0(I_0)$ при различных значениях угла управления $\alpha = \text{const}$ с учетом падения напряжения на реальном тиристоре.

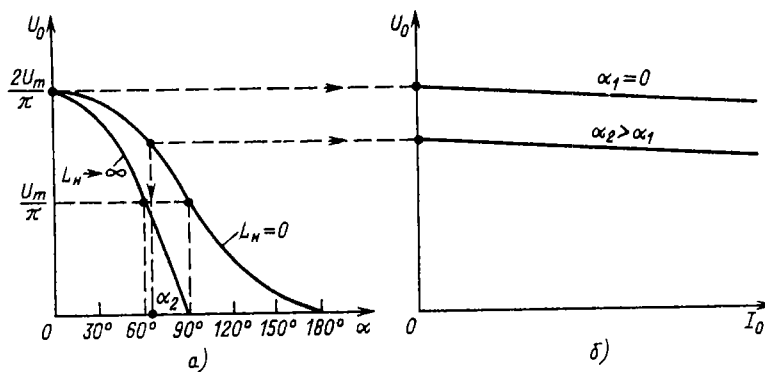


Рис. 10.48

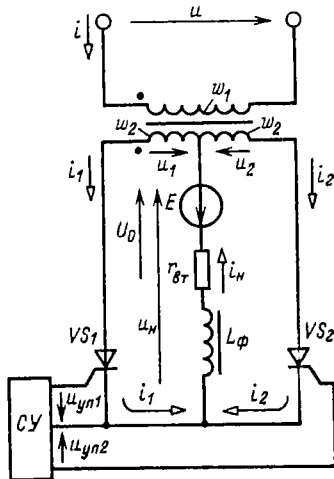


Рис. 10.49

Заметим, что вследствие индуктивности рассеяния обмоток реального трансформатора и инерционности процессов включения и выключения тиристоров последние переключаются не мгновенно.

Многофазные управляемые выпрямители имеют, как правило, большую мощность (сотни киловатт и больше) и применяются в электроприводе с машинами постоянного тока, в линиях электропередачи постоянного тока, для работы электролитических ванн и т. д.

Однофазные управляемые выпрямители имеют малую и среднюю мощность (от единиц до десятков киловатт) и применяются в сварочных устройствах, электровибраторах, для зарядки аккумуляторов. В последнем случае аккумулятор включается в цепь нагрузки последовательно со сглаживающим фильтром (рис. 10.49, где E и $r_{вт}$ — постоянные ЭДС и внутреннее сопротивление аккумулятора). Если положить, что индуктивность сглаживающего фильтра $L_\phi \rightarrow \infty$, то процессы в выпрямителе совпадают с представленными на рис. 10.47. Изменяя среднее значение выпрямленного напряжения по регулировочной характеристике (10.15)

$$U_0 = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha > E, \quad (10.16)$$

можно управлять током зарядки аккумулятора

$$i_0 = (U_0 - E)/r_{\text{вТ}}. \quad (10.17)$$

10.11. ИНВЕРТОРЫ

Инвертированием называется процесс, обратный выпрямлению, т. е. преобразование постоянного тока в переменный, а инверторами — устройства, реализующие этот процесс.

Различают инверторы, ведомые сетью, и автономные инверторы. Первые служат для передачи энергии в сеть с переменным током заданной частоты, которая и определяет необходимую частоту преобразования. Вторые служат для питания автономных приемников, а частота преобразования задается системой управления инвертором.

А. Инверторы, ведомые сетью. У однофазного выпрямителя с нулевым выводом трансформатора для зарядки аккумулятора (рис. 10.49) угол управления $0 < \alpha < 90^\circ$ (см. рис. 10.47), постоянные ЭДС E и ток $i_n = I_0$ аккумулятора направлены встречно, что соответствует передаче энергии из сети переменного тока в цепь постоянного тока.

Если увеличить угол управления $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ и изменить направление постоянной ЭДС E аккумулятора на противоположное, то последний может не потреблять энергию и отдавать ее в сеть переменного тока, т. е. процесс выпрямления сменится на инвертирование.

Рассмотрим условия возникновения установившегося процесса инвертирования подробнее, сохранив в цепи инвертора (рис. 10.50) обозначения и направления токов и напряжений, принятые для одноименного выпрямителя (см. рис. 10.49).

В установившемся режиме ток в ветви с аккумулятором постоянный ($i_n = I_0$), так как предполагается, что у сглаживающего фильтра индуктивность $L_\Phi \rightarrow \infty$. Заметим, что если в выпрямителе сглаживающий фильтр может и отсутствовать (см. рис. 10.44), то в инверторе он определяет принцип его работы.

Процесс переключения тиристорov в инверторе аналогичен их переключению в выпрямителе на рис. 10.47. Примем, что к моменту времени $t = 0$ (рис. 10.51, а) тиристор VS_2 был открыт, а тиристор VS_1 закрыт. Последующие переключения тиристорov задаются двумя последовательностями импульсов управления u_{yn1} и u_{yn2} с периодом повторения $T = 2\pi/\omega$, сдвинутыми относительно друг друга на половину периода $T/2$ (рис. 10.51, б). Первый после момента времени $t = 0$ импульс управления u_{yn1} открывает тиристор VS_1 , и напряжение между его анодом и катодом станет равно нулю $u_{VS1} = 0$. Если при этом угол управления

$$\alpha < 180^\circ, \quad (10.18)$$

то напряжение между анодом и катодом ранее проводившего тиристо-

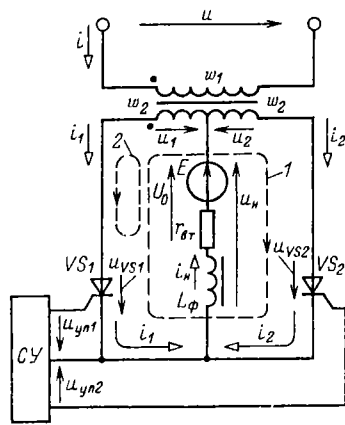


Рис. 10.50

ра, как следует из второго закона Кирхгофа, составленного для контура 1 цепи, будет иметь отрицательное значение ($u_{VS2} = u_2 - u_1 < 0$), что приведет к его запирающему. Одновременно положительное напряжение $u_1 + E > 0$, действующее в контуре 2 цепи, определяет ток в открытом тиристоре VS_1 и аккумуляторе $i_1 = i_n = I_0$.

При значении угла управления $\alpha > 180^\circ$ напряжение между анодом и катодом ранее проводившего тиристора VS_2 будет иметь положительное значение ($u_{VS2} = u_2 - u_1 > 0$) и его запирающего не произойдет. Это явление называется *срывом инвертирования* или *опрокидыванием инвертора*.

Запирание ранее проводившего тиристора под действием обратного напряжения, равного напряжению сети переменного тока, трансформированному на вторичной обмотке трансформатора, определяет название инвертора – *ведомый сетью*.

Через половину периода после включения тиристора VS_1 и выключения тиристора VS_2 под действием импульса управления u_{yn2} откроется тиристор VS_2 . Одновременно напряжение между анодом и катодом тиристора VS_1 станет отрицательным ($u_{VS1} = u_1 - u_2 < 0$) и он запира-

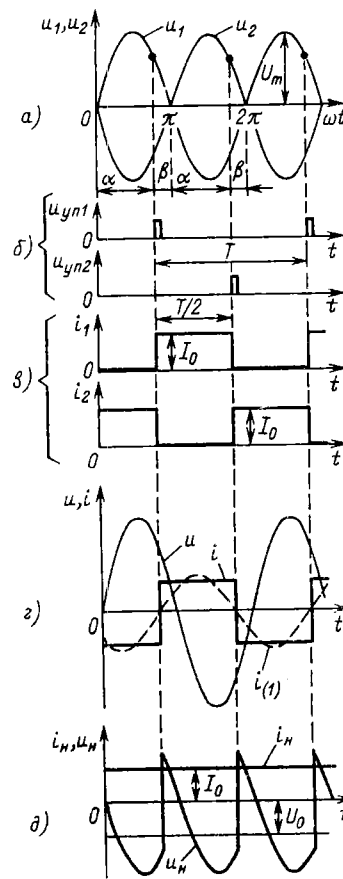


Рис. 10.51

ется. Далее процесс переключения тиристоров периодически повторяется так, что токи в них представляют собой две последовательности прямоугольных импульсов длительностью $T/2$ и амплитудой I_0 , сдвинутые относительно друг друга на $1/2$ периода (рис. 10.51, а). При этом ток в цепи аккумулятора $i_n = i_1 + i_2 = I_0$ постоянный (рис. 10.51, з), а в первичной обмотке трансформатора $i = w_2/w_1(i_1 - i_2)$ состоит из последовательности импульсов разного знака (рис. 10.51, з). Напряжение на ветви с последовательным соединением аккумулятора и сглаживающего фильтра равно напряжению на вторичной обмотке трансформатора $u_n = u_1$ в интервалах времени, когда тиристор VS_1 открыт, а тиристор VS_2 закрыт, и $u_n = u_2$ в интервалах времени, когда тиристор VS_2 открыт, а тиристор VS_1 закрыт (рис. 10.51, д). Переменная составляющая определяет напряжение на сглаживающем фильтре, а его постоянная составляющая – напряжение на аккумуляторе

$$U_0 = r_{вт} I_0 - E. \quad (10.19)$$

Из (10.19) видно, что ток аккумулятора

$$I_0 = (E + U_0)/r_{вт} \quad (10.20)$$

имеет положительное значение, если выполняется условие $E + U_0 > 0$ или с учетом соотношения (10.15)

$$E > -U_0 = -U_m \frac{2}{\pi} \cos \alpha. \quad (10.21)$$

Условие (10.21) и ограничение (10.18) определяют значение угла управления в режиме инвертирования

$$90^\circ < \alpha < 180^\circ. \quad (10.22)$$

При этом напряжение $U_0 < 0$ и развиваемая аккумулятором мощность $P = EI_0$ имеет положительное значение, а мощность цепи первичной обмотки трансформатора, для вычисления которой надо определить первую гармонику тока $i_{(1)}$ (показана на рис. 10.51, з штриховой линией), $P = UI_{(1)} \cos \alpha$ – отрицательное значение, т. е. сеть переменного тока является приемником, а аккумулятор – источником энергии.

Если значение угла управления

$$0 < \alpha < 90^\circ, \quad (10.23)$$

то напряжение $U_0 > 0$. В этом случае как мощность, развиваемая аккумулятором, так и мощность первичной цепи трансформатора имеет положительные значения. Энергия, поступающая из сети переменного тока и аккумулятора, преобразуется в тепловую энергию, которая рассеивается во внутреннем сопротивлении $r_{вт}$ последнего.

Работу инвертора часто определяют не значением угла управления α (10.22), а значением угла опережения

$$0 < \beta = 180^\circ - \alpha < 90^\circ. \quad (10.24)$$

Практически угол опережения не может быть меньше некоторого минимального значения β_{min} , необходимого для восстановления не проводящих свойств тиристора. Для заданного значения угла опережения на основании (10.19) и (10.21) можно найти зависимость необходимого значения ЭДС E от тока нагрузки I_0 и угла опережения β :

$$E = \frac{2U_m}{\pi} \cos \beta + r_{вт} I_0. \quad (10.25)$$

Из соответствующего уравнению (10.25) семейства характеристик (рис. 10.52) видно, что, изменяя угол опережения β , можно изменять ток нагрузки I_0 , а следовательно, и мощность $P = EI_0$ при $E = \text{const}$.

Инверторы часто применяются в электроприводе для питания от сети переменного тока машин постоянного тока. Последние могут работать в режиме двигателя или генератора, т. е. потреблять или отдавать энергию. При соответствующем изменении угла управления α и переключении цепей машины одно и то же устройство преобразования может служить как выпрямителем для питания двигателя (см. рис. 10.49), так и инвертором для использования энергии генератора (см. рис. 10.50). Мощность инверторов, ведомых сетью, достигает 100 кВт и более.

Б. Автономные инверторы. Различают автономные инверторы тока и напряжения. Инвертор тока получает энергию от источника питания через сглаживающий фильтр большой индуктивности. Инвертор напряжения подключается непосредственно к источнику питания с малым внутренним сопротивлением.

Рассмотрим установившийся режим работы однофазного автономного инвертора тока с нулевым выводом трансформатора (рис. 10.53), положив, что к моменту времени $t = 0$ тиристор VS_1 был закрыт, тиристор VS_2 открыт, конденсатор цепи коммутации емкостью C_k заряжен так, как показано на рис. 10.53 знаками плюс и минус без скобок, трансформатор идеальный и сопротивление цепи нагрузки r_n . В цепь источника постоянной ЭДС E включен сглаживающий фильтр с индуктивностью $L_\phi \rightarrow \infty$. Поэтому ток источника постоянный $i = I$ (рис. 10.54, а).

Первый после момента времени $t = 0$ импульс управления $u_{уп1}$ (рис. 10.54, б) открывает тиристор VS_1 , и начинается разрядка конденсатора по контуру цепи, отмеченному на рис. 10.53 штриховой линией. При этом ток разрядки конденсатора закрывает тиристор VS_2 и поддерживает открытое состояние тиристора VS_1 . В результате

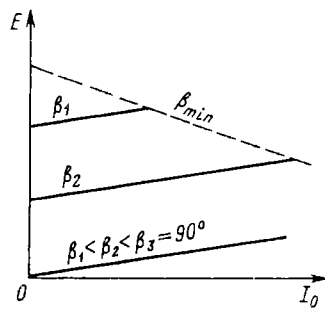


Рис. 10.52

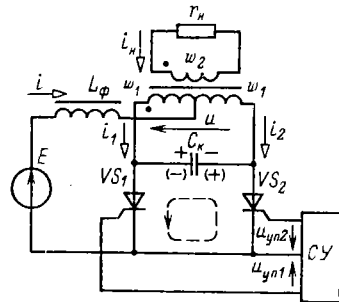


Рис. 10.53

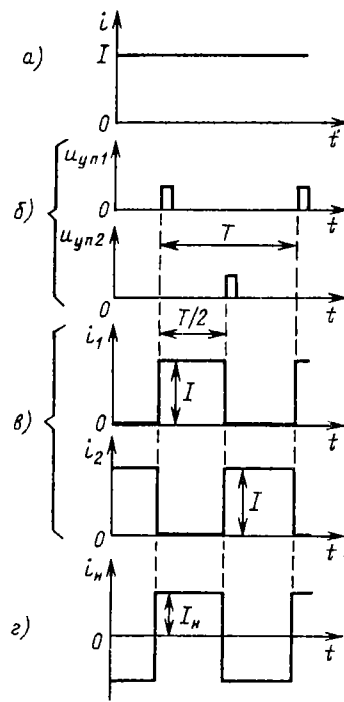


Рис. 10.54

быстро протекающего переходного процесса тиристор VS_1 откроется и ток в нем увеличится до значения $i_1 = I$ (рис. 10.54, в), а тиристор VS_2 закроется и ток в нем уменьшится до нуля ($i_2 = 0$). Далее конденсатор под действием напряжения на первичной обмотке трансформатора $u = 2E$ перезарядится так, как показано на рис. 10.53 знаками плюс и минус в скобках. Через половину периода под действием импульса управления u_{yn2} откроется тиристор VS_2 и разрядка конденсатора по тому же контуру цепи в направлении, обратном предшествующей разрядке, закроет тиристор VS_1 . Под действием напряжения на первичной обмотке трансформатора $u = -2E$ конденсатор перезарядится, как показано знаками плюс и минус без скобок.

Далее процесс переключения тириستоров будет периодически повторяться с частотой следования импульсов управления (рис. 10.54, б).

Токи тиристоров i_1 и i_2 представляют собой две последовательности прямоугольных импульсов длительностью $T/2$ и амплитудой I , сдвинутые относительно друг друга на $1/2$ периода (рис. 10.54, в), а ток нагрузки $i_n = w_1/w_2 (i_1 - i_2)$ – последовательность знакоперемен-

ных импульсов (рис. 10.54, з). Его максимальное значение $I_H = \frac{w_1}{w_2} \dot{I} = \frac{w_1}{w_2} \frac{E}{r_H}$, где $r_H' = (w_1/w_2)^2 r_H$ — приведенное сопротивление вторичной цепи трансформатора к первичной (9.8).

Принцип работы *автономного инвертора напряжения* рассмотрим на примере однофазного инвертора с нулевым выводом (рис. 10.55). Он содержит основные тиристоры VS_1 и VS_2 большой мощности для переключения тока в приемнике с сопротивлением нагрузки r_H и узел коммутации, указанный на рис. 10.55 штрихпунктирной линией. Последний содержит вспомогательные тиристоры VS_{K1} и VS_{K2} малой мощности, диоды VD_1 и VD_2 , включенные параллельно и встречно основным тиристорам, и ветвь последовательно включенных конденсатора C_K и катушки индуктивности L_K . Конденсаторы большой емкости $C_1 = C_2$ выполняют роль делителя напряжения источника постоянной ЭДС E на две равные части.

Примем, что в исходном состоянии тиристор VS_1 открыт, тиристоры VS_2 , VS_{K1} и VS_{K2} закрыты, конденсатор C_K заряжен так, как показано знаками плюс и минус без скобок, до напряжения U_0 и конденсатор C_1 разряжается через тиристор VS_1 и цепь нагрузки, ток в которой равен $i_H = E/2r_H$.

Чтобы изменить направление тока в цепи нагрузки, нужно сначала закрыть тиристор VS_1 , а затем открыть тиристор VS_2 . Для этого с помощью управляющего импульса системы управления (СУ на рис. 10.55 не показана) открывается вспомогательный тиристор VS_{K1} . Начинается разрядка конденсатора C_K (см. рис. 5.6 и 5.8).

В процессе коммутации можно выделить три следующих друг за другом этапа (рис. 10.56). На первом этапе в интервале времени $t_2 - t_1$ ток разрядки $i_C < i_H = E/2r_H$ замыкается по цепи тиристора VS_1 (контур 1), прямой ток которого $i_H - i_C > 0$. Прямое падение напряжения на тиристоре поддерживает диод VD_1 в закрытом состоянии.

В момент времени t_2 ток в тиристоре уменьшится до нуля и он закроется. После закрывания тиристора VS_1 в интервале времени $t_3 - t_2$ ток разрядки $i_C > i_H = E/(2r_H)$ будет замыкаться через диод VD_1 (контур 2). При этом прямое падение напряжения на диоде поддерживает тиристор VS_1 в закрытом состоянии до полного восстановления его управляющих свойств.

Одновременно происходит перезарядка конденсатора C_K так, как показано на рис. 10.55 знаками плюс и минус в скобках. Это подготавливает узел коммутации к следующему этапу переключения тиристоров. В момент времени t_3 прямой ток диода $i_C - i_H$ уменьшится до нуля, диод закроется и начинается завершающий этап коммутации,

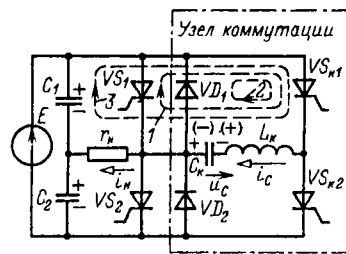


Рис. 10.55

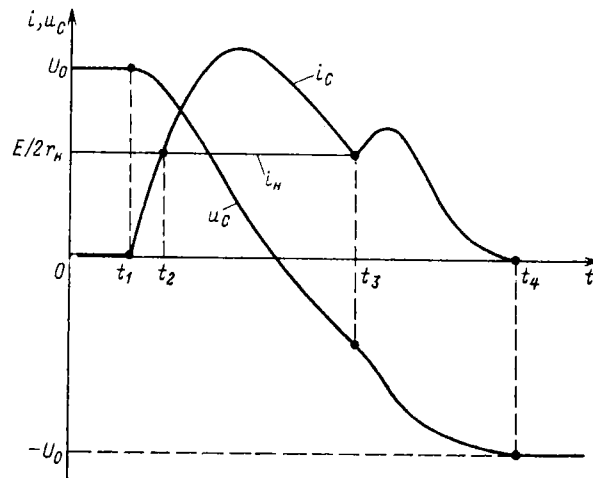


Рис. 10.56

на котором ток разрядки $i_C = i_H$ замыкается через цепь нагрузки (контур 3). При этом конденсатор C_K получает энергию от источника, компенсирующую ее потери на предыдущих этапах коммутации, и заряжается до напряжения $-U_0$. В момент времени t_4 ток разрядки $i_C = 0$ уменьшается до нуля и вспомогательный тиристор VS_{K1} закрывается. После окончания процесса перезарядки конденсатора под действием управляющего импульса системы управления открывается основной тиристор VS_2 . Направление тока нагрузки изменится на обратное, и этот ток будет равен току разрядки конденсатора C_2 . Далее процесс коммутации тириستоров будет периодически повторяться с частотой следования импульсов управления.

На основе автономного однофазного инвертора с нулевым выводом можно создать автономные мостовые однофазные, а также многофазные инверторы.

Мощность автономных инверторов, как правило, меньше мощности инверторов, ведомых сетью.

10.12. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПЯЖЕНИЯ И ЧАСТОТЫ

Преобразователями напряжения называют устройства, предназначенные для изменения значения постоянного напряжения. Они основаны обычно на импульсных методах преобразования, в которых сначала постоянное напряжение на входе преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов напряжения разной длительности и частоты повторения, а затем при помощи сглаживающих фильтров выделяется постоянная составляющая этого напряжения.

Принцип работы преобразователя напряжения рассмотрим на примере двухтактного преобразователя (рис. 10.57). Она содержит основные тиристоры VS_1 , VS_2 , VS_3 и VS_4 большой мощности для переключения тока нагрузки, которые выполняют также роль вспомогательных тиристоров при их переключении по отношению друг к другу. Временная диаграмма на рис. 10.58 поясняет работу преобразователя.

В момент времени t_1 (рис. 10.58, а) под действием импульсов управления u_{yn1} и u_{yn3} открываются тиристоры VS_1 и VS_3 и источник постоянной ЭДС E подключается к цепи нагрузки, т. е. $u_H = E$ (рис. 10.58, б) и ток $i_H = i_1$. Заметим, что цепь нагрузки содержит сглаживающий фильтр с индуктивностью $L_\phi \rightarrow \infty$. Поэтому ток нагрузки постоянный ($i_H = I_0$). По окончании требуемой длительности импульса напряжения $t_H = t_2 - t_1$ импульсом управления u_{yn2} отпирается тиристор VS_2 . Если к этому моменту времени конденсатор цепи коммутации емкостью C_K был заряжен так, как показано на рис. 10.57 знаками плюс и минус без скобок, то начнется процесс коммутации, подобный описанному для автономного инвертора (рис. 10.56). На начальном этапе ток разрядки $i_C < i_H$ замыкается через тиристор VS_1 , уменьшая его ток до нуля. Затем ток разрядки $i_C > i_H$ замыкается через диод VD_1 до тех пор, пока не станет меньше

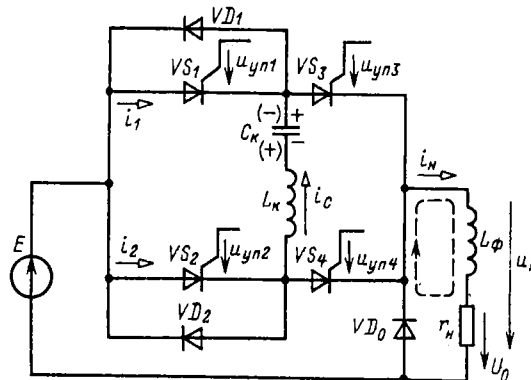


Рис. 10.57

тока нагрузки. На завершающем этапе ток разрядки замыкается через тиристор VS_3 и диод VD_0 , ток которого равен $i_H - i_C > 0$. Тиристор VS_1 запирается на интервале времени, пока ток разрядки замыкается через диод VD_1 , а тиристоры VS_2 и VS_3 — в момент времени, соответствующий току разрядки $i_C = 0$. Одновременно конденсатор перезарядится так, как показано на рис. 10.57 знаками плюс и минус в скобках. На интервале времени $t_3 - t_2$, пока все тиристоры закрыты, ток нагрузки замыкается по контуру цепи VD_0 , показанному на рис. 10.57 штриховой линией, а напряжение $u_H = 0$ (диод VD_0 открыт). В момент времени t_3 импульсы управления u_{yn2} и u_{yn4} открывают тиристоры VS_2 и VS_4 , и источник постоянной ЭДС E снова подключается к цепи нагрузки, т. е. $u_H = E$ и ток $i_H = i_2$.

Далее процесс периодически повторяется с частотой следования импульсов управления. Длительность импульсов напряжения t_H и период их повторения T определяют среднее значение напряжения на приемнике с сопротивлением нагрузки r_H

$$U_0 = Et_H/T \quad (10.26a)$$

и постоянный ток нагрузки

$$I_0 = U_0/r_H. \quad (10.266)$$

Преобразователи напряжения применяются в цепях электропривода, системах автоматики и управления.

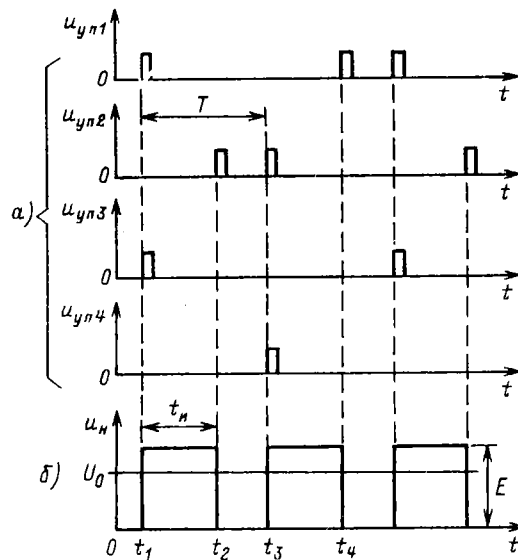


Рис. 10.58

Преобразователями частоты называются устройства, предназначенные для преобразования переменных напряжения и тока одной частоты в переменные напряжение и ток другой частоты — обычно более низкой. В этих устройствах напряжение на выходе преобразователя составляется из участков кривой напряжения на входе преобразователя благодаря управляемой связи цепей источника и приемника с применением тириستоров.

10.13. КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилителями называются устройства, предназначенные для увеличения значений параметров электрических сигналов за счет энергии включенного источника питания. Различные усилители применяются для преимущественного усиления значений тех или иных параметров сигналов. По этому признаку они делятся на усилители напряжения, тока и мощности.

Возможны линейный и нелинейный режимы работы усилителя. В усилителях с практически линейным режимом работы получается минимальное искажение формы усиливаемого сигнала, который всегда можно представить совокупностью гармоник различной частоты (4.2). Искажение сигнала будет минимальным, если без искажения будут усиливаться все его гармонические составляющие. Свойство усилителя увеличивать амплитуду гармонических составляющих сигнала характеризует его амплитудно-частотная характеристика АЧХ [см. (2.91a)]. По типу АЧХ различают усилители медленно изменяющихся напряжений и токов, или усилители постоянного тока (рис. 10.59, а), усилители низких частот (рис. 10.59, б), усилители высоких частот (рис. 10.59, в), широкополосные усилители (рис. 10.59, г) и узкополосные усилители (рис. 10.59, д).

Типовые значения нижней и верхней границ частот АЧХ усилителей различного типа приведены в табл. 10.3.

В усилителях с нелинейным режимом работы при увеличении значения напряжения на входе больше некоторого граничного уровня изменение напряжения на выходе усилителя практически отсутствует.

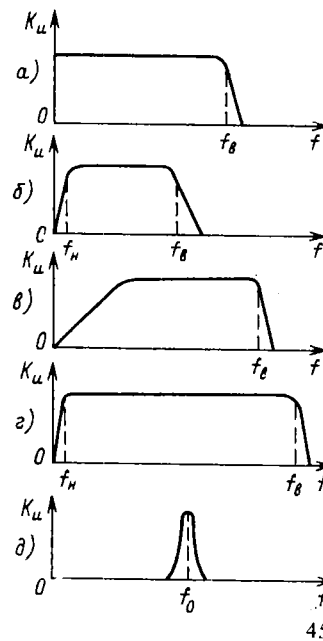


Рис. 10.59

Таблица 10.3. Нижняя и верхняя границы частот амплитудно-частотной характеристики усилителя

Тип усилителя	Граница нижних частот f_{Π} , Гц	Граница верхних частот $f_{\text{В}}$, Гц
Усилитель постоянного тока	0	$10^3 \sim 10^8$
Усилитель низких частот	20 - 50	$10^4 \sim 2 \cdot 10^4$
Усилитель высоких частот	$10^4 \sim 10^5$	$10^7 \sim 10^8$
Широкополосный усилитель	20 - 50	$10^7 \sim 10^8$

Такие усилители применяются главным образом в устройствах импульсной техники, в том числе логических.

В настоящее время усилительная техника основана на широком внедрении усилителей в интегральном исполнении. Поэтому актуальным становится не разработка самих усилителей, а их применение для реализации различных функциональных узлов систем автоматики, управления и измерения.

10.14. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Рассмотрим принцип работы типового усилительного каскада на биполярном транзисторе, включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 10.60). Здесь и в дальнейшем заземлением будем отмечать общий узел входной и выходной цепей усилителя. Источник усищаемого сигнала, показанный внутри штриховой линии, представляет собой источник с внутренним сопротивлением $r_{\text{вг}}$ и ЭДС $e_c = u_c$. Конденсаторы C_1 и C_2 большой емкости отделяют цепь постоянного тока (цепь питания) от цепи источника сигнала и цепи приемника с сопротивлением нагрузки $r_{\text{н}}$. Если напряжение входного сигнала u_c невелико, то работу усилителя как нелинейной цепи (см. § 6.3) удобно представить в виде наложения режима покоя при действии только источника питания с

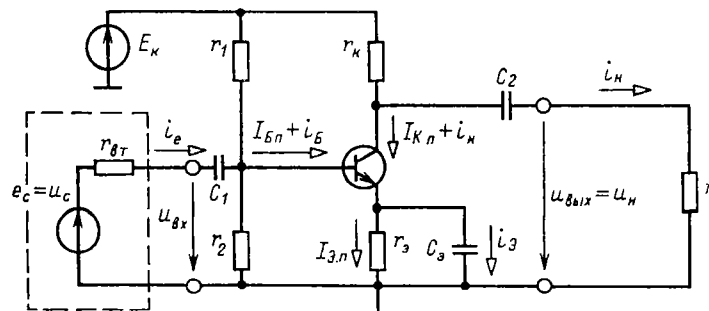


Рис. 10.60

ЭДС E_K (рис. 10.61) и режима с переменными составляющими токов базы i_B , коллектора i_K и нагрузки i_H при другом источнике ЭДС e_c (рис. 10.62), ток которого i_e . В схеме усилителя для переменных составляющих положительное направление тока нагрузки i_H принято к общему выводу транзистора, т. е. к эмиттеру.

Рабочая точка A режима покоя определяется статическими характеристиками транзистора на основе метода нагрузочной характеристики аналогично рис. 6.11, если принять $I_{BП} \ll I_{KП}$ (рис. 10.63), т. е. $I_{KП} \approx I_{ЭП}$.

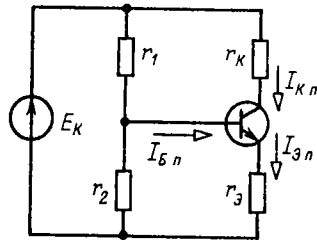


Рис. 10.61

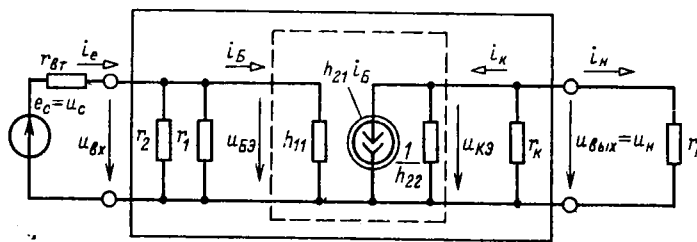


Рис. 10.62

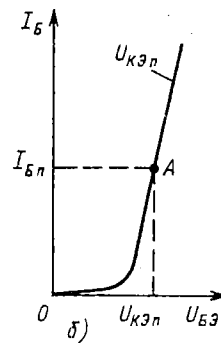
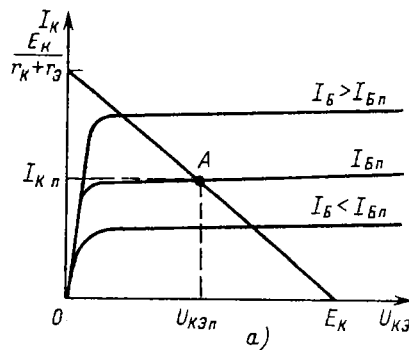


Рис. 10.63

Заметим, что необходимый режим работы транзистора по постоянному току можно получить и без резисторов r_2 и r_3 . Однако последние позволяют стабилизировать положение рабочей точки A при изменении температуры окружающей среды. Повышение температуры окружающей среды изменяет параметры транзистора так, что токи базы, коллектора и эмиттера увеличиваются при прочих неизменных условиях. При наличии резистора r_3 в цепи эмиттера это приводит к увеличению на нем напряжения. Одновременно уменьшаются напряжение $U_{БЭ}$ и ток базы. Таким образом реализуется отрицательная обратная связь и стабилизация режима покоя. В режиме малого сигнала описанный механизм отрицательной обратной связи отсутствует, так как параллельно резистору r_3 включен конденсатор большой емкости C_3 .

По схеме замещения усилительного каскада для переменных составляющих (см. рис. 10.62), на которой схема замещения транзистора показана внутри штриховой линии, а усилительного каскада — внутри сплошной, рассчитываются его основные параметры: коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности, а также входное и выходное сопротивления. Последнее определяется со стороны выходных выводов усилителя при отключенном приемнике с сопротивлением нагрузки r_{Π} .

Исключая из схемы замещения резистивные элементы $1/h_{22}$ [см. (10.6)], r_1 и r_2 с большими относительно других резистивных элементов сопротивлениями и полагая синусоидальное изменение напряжения сигнала, получаем:

$$r_{вх} = h_{11} \quad (10.27a)$$

— входное сопротивление (1–10 кОм);

$$r_{вых} = r_K \quad (10.27б)$$

— выходное сопротивление (10–100 кОм);

$$\begin{aligned} \underline{K}_u &= K_u e^{j\theta_u} = \frac{U_{\Pi}}{\dot{U}_c} = - \frac{h_{21} r_{\Pi} r_K}{(r_{вТ} + h_{11})(r_{\Pi} + r_K)} = \\ &= \underline{K}_{ux} \frac{r_{\Pi}}{r_{\Pi} + r_{вых}} \frac{r_{вх}}{r_{вТ} + r_{вх}} \end{aligned} \quad (10.27в)$$

— коэффициент усиления напряжения источника сигнала [см. коэффициент передачи четырехполюсника (10.90)], где

$$\underline{K}_{ux} = K_{ux} e^{j\theta_{ux}} = \dot{U}_{\Pi,х} / \dot{U}_{вх} = -h_{21} r_K / h_{11} \quad (10.27г)$$

— коэффициент усиления напряжения на входе усилительного каскада ($K_{ux} = 10 \div 100$) в режиме холостого хода ($r_{\Pi} = \infty$);

$$\underline{K}_i = K_i e^{j\theta_i} = \dot{I}_H / \dot{I}_e = \dot{I}_H / \dot{I}_B = -h_{21} r_K / (r_H + r_K) \quad (10.27д)$$

– коэффициент усиления тока ($K_i = 15 \div 80$);

$$K_P = P_H / P_c = K_u K_i \quad (10.27е)$$

– коэффициент усиления мощности [$K_P = (0,2 \div 5) \cdot 10^3$].

Отрицательные значения коэффициентов усиления напряжения и тока отражают изменение фазы напряжения и тока на выходе усилительного каскада на противоположное относительно фаз одноименных величин на его входе, т. е. $\theta_u = \theta_{ux} = \theta_i = \pi$.

Небольшое значение входного сопротивления является главным недостатком усилительного каскада с ОЭ. Это увеличивает ток источника сигнала и мощность потерь в его внутреннем сопротивлении.

Выражениям (10.27в) и (10.27г) соответствует обобщенная схема замещения входной и выходной цепей усилительного каскада (рис. 10.64), которую можно получить, воспользовавшись эквивалентностью двух схем замещения источника энергии по рис. 1.8.

Из (10.27в) следует, что условия для увеличения коэффициента усиления напряжения и уменьшения его зависимости от сопротивления цепи нагрузки противоречивы. Чем больше выходное сопротивление усилительного каскада $r_{вых} = r_K$, тем больше как значение коэффициента усиления напряжения, так и его зависимость от сопротивления цепи нагрузки. Чтобы увеличить коэффициент усиления напряжения и уменьшить его зависимость от сопротивления приемника r_H , между выходом усилительного каскада с ОЭ и приемником следует включить согласующее устройство с большим входным и малым выходным сопротивлениями. Роль такого устройства может выполнять усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОК (рис. 10.65), называемый также *эмиттерным повторителем*.

Как и ранее, будем пренебрегать влиянием резисторов r_1 и r_2 на работу усилительного каскада и примем синусоидальное изменение

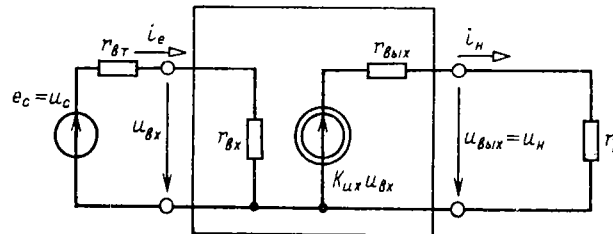


Рис. 10.64

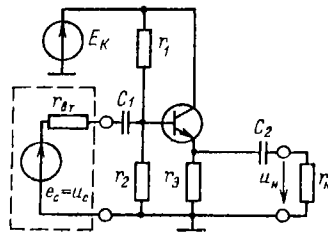


Рис. 10.65

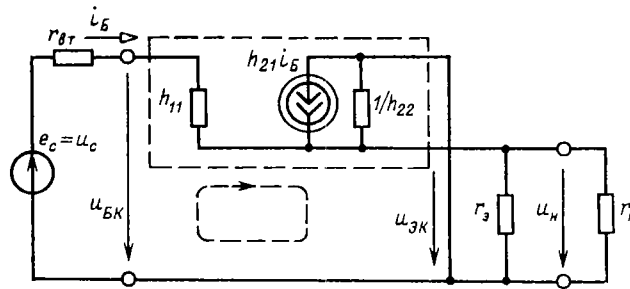


Рис. 10.66

напряжения сигнала. Общим узлом входной и выходной цепей схемы замещения каскада с ОК в режиме малого сигнала (рис. 10.66) служит коллектор. Из уравнения, записанного по второму закону Кирхгофа для контура, отмеченного штриховой линией, найдем напряжение между базой и коллектором:

$$\dot{U}_{БК} = \dot{U}_c - r_{вт} \dot{I}_B = h_{11} \dot{I}_B + \dot{U}_n, \quad (10.28a)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{U}_n &= (1 + h_{21}) \dot{I}_B \left(\frac{1}{1/r_3 + 1/r_n + h_{22}} \right) \approx \\ &\approx (1 + h_{21}) \dot{I}_B r_3 r_n / (r_3 + r_n) \end{aligned} \quad (10.28b)$$

— напряжение на приемнике при типовом условии $r_n \approx r_3 = 10^2 \div 10^3 \text{ Ом} \ll 1/h_{22}$.

Из (10.28) находим

$$r_{вх} = \frac{\dot{U}_{БК}}{\dot{I}_B} = h_{11} + (1 + h_{21}) (r_3 r_n / (r_3 + r_n)) \quad (10.29a)$$

— входное сопротивление усилительного каскада с ОК (100–300 кОм), которое значительно больше входного сопротивления усилительного каскада с ОЭ, и

$$\underline{K}_u = K_u = \frac{\dot{U}_H}{\dot{U}_c} = \frac{(1 + h_{21}) (r_3 r_H / (r_3 + r_H))}{(r_{BT} + h_{11}) + (1 + h_{21}) (r_3 r_H / (r_3 + r_H))} \quad (10.296)$$

— коэффициент усиления напряжения, значение которого близко к единице (0,8–0,9). Последнее определяет название усилительного каскада с ОК "повторитель".

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя равно выходному сопротивлению активного двухполюсника, т. е. схемы замещения относительно выходных выводов. Согласно (1.34) в режиме короткого замыкания ($r_H = 0$) ток КЗ

$$\begin{aligned} \dot{I}_{H.K} &= \dot{U}_{H.X} / r_{ВЫХ} = (1 + h_{21}) \dot{I}_{BK} = \\ &= (1 + h_{21}) \frac{\dot{U}_c}{r_{BT} + h_{11}}, \end{aligned} \quad (10.30a)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{U}_{H.X} &= (1 + h_{21}) \dot{I}_{BX} / (1/r_3 + h_{22}) = \\ &= (1 + h_{21}) / (1/r_3 + h_{22}) \frac{\dot{U}_c \dot{U}_{H.X}}{r_{BT} + h_{11}} = \\ &= \frac{(1 + h_{21}) r_3 \dot{U}_c}{r_{BT} + h_{11} + r_3 (1 + h_{21})} \end{aligned} \quad (10.30b)$$

— напряжение холостого хода ($r_H = \infty$) при типовом условии $r_3 \ll \ll 1/h_{22}$.

Из (10.30) следует, что

$$r_{ВЫХ} = \frac{\dot{U}_{H.X}}{\dot{I}_{H.K}} = \frac{(r_{BT} + h_{11}) r_3}{r_{BT} + h_{11} + r_3 (1 + h_{21})} \quad (10.31)$$

— выходное сопротивление эмиттерного повторителя (10–50 Ом), значительно меньшее выходного сопротивления усилительного каскада с ОЭ.

Усилительный каскад с ОБ имеет значение коэффициента усиления напряжения, близкое к его значению для усилительного каскада с ОЭ. Однако ему присущи существенные недостатки: значение его коэффициента усиления тока меньше единицы и вследствие этого мал коэффициент усиления мощности. Кроме того, он имеет малое входное и большое выходное сопротивления. По этим причинам усилительный каскад с ОБ применяется редко.

10.15. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

По аналогии с усилительными каскадами на биполярных транзисторах с ОБ, ОЭ и ОК различают три типа усилительных каскадов на полевых транзисторах: с общим затвором (ОЗ), с общим истоком (ОИ) и с общим стоком (ОС). Чаще других используется усилительный каскад с ОИ.

На рис. 10.67 приведена типовая схема усилительного каскада на полевом транзисторе с ОИ. Назначения всех элементов схемы аналогичны их назначениям в усилительном каскаде на биполярном транзисторе с ОЭ (рис. 10.60). Основные параметры усилительного каскада с ОИ определяются его схемой замещения в режиме малого сигнала (рис. 10.68) с учетом схемы замещения полевого транзистора (рис. 10.21). Исключая из нее резистивные элементы $1/y_{11}$ и $1/y_{22}$ [см. (10.9)] с большими относительно других резистивных элементов сопротивлениями и полагая синусоидальное изменение напряжения сигнала, получаем:

$$r_{вх} = r_1 r_2 / (r_1 + r_2) \quad (10.32a)$$

— входное сопротивление ($10^2 - 10^3$ кОм);

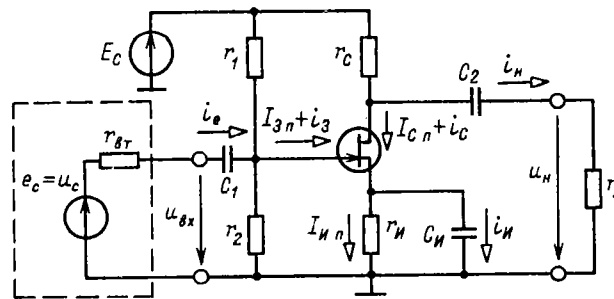


Рис. 10.67

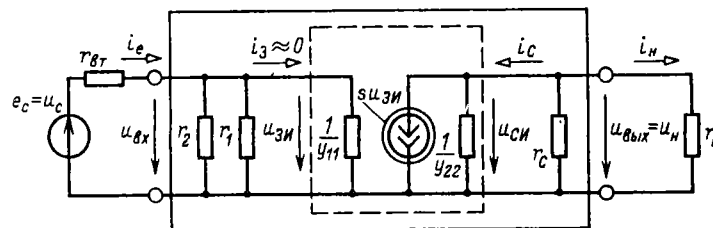


Рис. 10.68

$$r_{\text{вых}} = r_c \quad (10.32б)$$

— выходное сопротивление (10–100 кОм);

$$\begin{aligned} \underline{K}_u &= K_u e^{j\theta_u} = \frac{\dot{U}_n}{\dot{U}_c} = \\ &= - \frac{s[r_c r_n / (r_c + r_n)] [r_1 r_2 / (r_1 + r_2)]}{r_{\text{вт}} + r_1 r_2 / (r_1 + r_2)} = \\ &= K_{ux} \frac{r_n}{(r_{\text{вых}} + r_n)} \frac{r_{\text{вх}}}{(r_{\text{вт}} + r_{\text{вх}})} \end{aligned} \quad (10.32в)$$

— коэффициент усиления напряжения источника сигнала, где

$$\underline{K}_{ux} = K_{ux} e^{j\theta_{ux}} = \dot{U}_{\text{н.х}} / \dot{U}_{\text{вх}} = -s r_c \quad (10.32г)$$

— коэффициент усиления напряжения на входе каскада ($K_{ux} = 10 \div 100$) в режиме холостого хода ($r_n = \infty$);

$$\underline{K}_i = K_i e^{j\theta_i} = \frac{\dot{I}_n}{\dot{I}_e} = \frac{s[r_c r_n / (r_c + r_n)] [r_1 r_2 / (r_1 + r_2)]}{r_n} \quad (10.32д)$$

— коэффициент усиления тока (50–500);

$$K_p = P_n / P_c = K_u K_i \quad (10.32е)$$

— коэффициент усиления мощности [$K_p = (0,6 - 40) \cdot 10^3$] усилительного каскада с ОИ.

Выражениям (10.32в) и (10.32г) соответствует обобщенная схема замещения входной и выходной цепей усилительного каскада (см. рис. 10.64).

Главным достоинством усилительного каскада на полевом транзисторе с ОИ относительно усилительного каскада на биполярном транзисторе с ОЭ является большое входное сопротивление, основным недостатком — меньшее быстродействие. Последнее объясняется наличием больших емкостей между электродами полевого транзистора, влияние которых в приведенном выше анализе не учитывалось.

Усилительный каскад с ОС (рис. 10.69), называемый также *истоковым повторителем*, функционально подобен эмиттерному повторителю (рис. 10.65). Коэффициент усиления напряжения истокового повторителя $\underline{K}_u = 0,8 \div 0,9$ близок к единице, выходное сопротивление $r_{\text{вых}} = 10 \div 50$ Ом, а входное сопротивление $r_{\text{вх}} = 1 \div 10$ МОм.

Усилительные каскады с ОЗ в устройствах промышленной электроники практически не применяются.

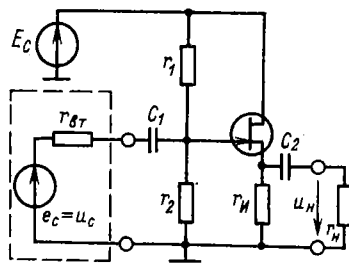


Рис. 10.69

В качестве приемника энергии к выходу усилительного каскада может быть подключен тоже усилительный каскад. Их совокупность образует *многокаскадный усилитель*. В усилителях низких частот, высоких частот, а также широкополосных и узкополосных усилителях

электрическая связь между каскадами реализуется при помощи конденсаторов, в усилителях постоянного тока — при помощи резисторов или непосредственных связей. В последнем случае любые изменения постоянного напряжения на выходе одного каскада из-за нестабильности параметров транзистора при действии дестабилизирующих факторов, обычно температуры, влияют на режим работы других каскадов, что приводит к изменению напряжения на выходе многокаскадного усилителя даже при отсутствии усиливаемого сигнала. Это явление называется *дрейфом нуля*. Для того чтобы уменьшить дрейф нуля, применяют дифференциальные усилители постоянного тока.

10.16. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Наиболее распространена схема дифференциального усилительного каскада, называемого также *параллельно-балансным каскадом*, на основе моста постоянного тока (рис. 10.70), плечи которого образованы резисторами $r_{K1} = r_{K2}$ и биполярными транзисторами VT_1 и VT_2 одного типа, включенными по схеме с ОЭ.

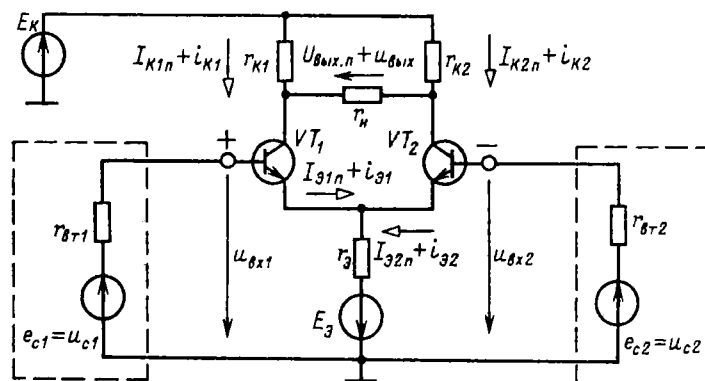


Рис. 10.70

Для лучшей балансировки моста выбирают транзисторы, помещенные в одном корпусе, параметры которых отличаются на 1–5%. Два источника сигналов включаются в цепи баз транзисторов, называемые *несимметричными входами*, а приемник с сопротивлением нагрузки r_n — между коллекторами транзисторов (*симметричный выход* с $u_{\text{вых}}$).

Рассмотрим режим покоя каскада, т. е. при напряжениях $u_{\text{вх}1} = u_{\text{вх}2} = 0$ или коротком замыкании входов. В этом случае напряжение

$$U_{\text{БЭп}} = E_{\text{Э}} - r_{\text{Э}}(I_{\text{Э}1\text{п}} + I_{\text{Э}2\text{п}}) > 0 \quad (10.33)$$

одинаковое для обоих транзисторов, и поэтому их режимы работы будут различаться мало. В таком каскаде осуществляется стабилизация режима покоя. Если под действием дестабилизирующих факторов, например нагрева, возрастут токи коллекторов $I_{\text{К}1\text{п}}$, $I_{\text{К}2\text{п}}$ и эмиттеров $I_{\text{Э}1\text{п}}$, $I_{\text{Э}2\text{п}}$, то напряжение $U_{\text{БЭп}}$ уменьшится, эмиттерные переходы станут пропускать меньшие токи; в результате токи коллекторов $I_{\text{К}1\text{п}}$, $I_{\text{К}2\text{п}}$ и напряжение покоя на выходе

$$U_{\text{вых.п}} = r_{\text{К}1} I_{\text{К}1\text{п}} - r_{\text{К}2} I_{\text{К}2\text{п}} \quad (10.34)$$

будут стабилизированы. Стабилизация режима покоя будет тем значительнее, чем больше сопротивление цепи эмиттеров $r_{\text{Э}}$. Для этой цели в цепь эмиттеров иногда включают источник тока $J_{\text{Э}} = I_{\text{Э}1\text{п}} + I_{\text{Э}2\text{п}}$.

Из (10.34) видно, что любые одинаковые изменения в одноименных плечах каскада не вызывают изменения напряжения $U_{\text{вых.п}}$, т. е. дрейфа нуля. В реальных каскадах нет полной симметрии элементов, однако дрейф напряжения $U_{\text{вых.п}}$ в дифференциальном усилителе по сравнению с усилительными каскадами на биполярных (см. рис. 10.60) и полевых (см. рис. 10.67) транзисторах снижается на несколько порядков.

Дифференциальный усилитель работает в различных режимах.

Усиление сигнала одного источника. Источник сигнала подключается симметрично (рис. 10.71, а) или несимметрично (рис. 10.71, б и в). Заметим, что в схеме на рис. 10.71, б фазы напряжений на выходе усилителя u_n и сигнала u_c совпадают, а в схеме на рис. 10.71, в их фазы противоположны. Соответствующий вход усилителя называется *неинвертирующим* или *инвертирующим* и обозначается на схеме знаками плюс или минус.

Основные параметры дифференциального усилителя рассчитываются при помощи его схемы замещения в режиме малого сигнала, например при подключении источника синусоидального сигнала к неинвертирующему входу (рис. 10.72). Исключая из схемы резистивные элементы

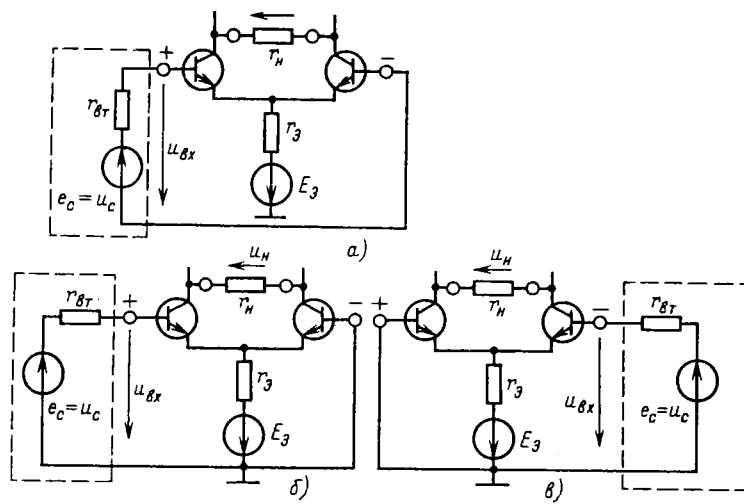


Рис. 10.71

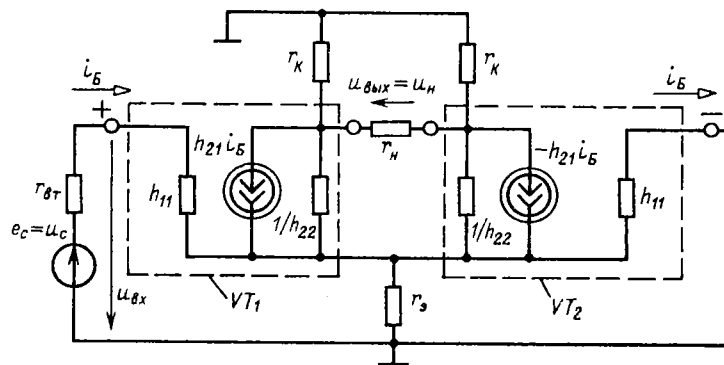


Рис. 10.72

$1/h_{22}$ и $r_з$ с большими относительно других резистивных элементов сопротивлениями, получаем:

$$r_{вх} = 2h_{11} \quad (10.35a)$$

— входное сопротивление;

$$r_{вых} = 2r_к \quad (10.35б)$$

— выходное сопротивление;

$$\frac{K_u}{\dot{U}_c} = \frac{\dot{U}_H}{\dot{U}_c} = K_{ux} \frac{r_{\Pi}}{r_{\text{вых}} + r_{\Pi}} \frac{r_{\text{вх}}}{r_{\text{вх}} + r_{\text{вт}}} \quad (10.35\text{в})$$

— коэффициент усиления напряжения источника сигнала, где

$$K_{ux} = K_{ux} = \dot{U}_{\text{н.х}} / \dot{U}_{\text{вх}} = h_{21} r_K / h_{11} \quad (10.35\text{г})$$

— коэффициент усиления напряжения на входе дифференциального усилителя в режиме холостого хода ($r_{\Pi} = \infty$).

Подключение независимых источников сигналов на оба входа. Различают противофазное и синфазное включение двух источников сигналов, т. е. с противоположными и одинаковыми полярностями относительно общего узла цепи.

При противофазном включении $u_{c1} > 0$ при $u_{c2} < 0$ на рис. 10.70 (или наоборот) токи фазы и коллектора одного транзистора (VS_1) возрастают, а другого (VS_2) уменьшаются (или наоборот) на такое же значение. Одновременно на соответствующих транзисторах уменьшаются или увеличиваются (или наоборот) напряжения на коллекторах, разность которых определяет напряжение на выходе усилителя.

Действие синфазных сигналов равного значения $u_{c1} = u_{c2}$ соответствует одинаковому изменению режимов работы транзисторов. При этом изменения напряжения на выходе усилителя с идеальной симметрией плеч по (10.34) не будет. Это особенно важно, так как синфазные сигналы представляют собой обычно различного рода помехи (атмосферные, сетевые и т. д.).

Выражениям (10.35в) и (10.35г) соответствует обобщенная схема замещения дифференциального усилителя (рис. 10.73). Разделение входной и выходной цепей отражает наличие источников тока в схеме замещения на рис. 10.72. Знак плюс или минус соответствует подключению источника сигнала к неинвертирующему или инвертирующему входу усилителя (ключ K в положении 1 или 2).

Вместо биполярных транзисторов в дифференциальном усилителе могут применяться полевые транзисторы.

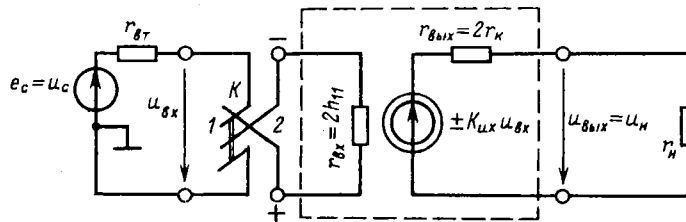


Рис. 10.73

Значения параметров дифференциальных усилителей на биполярных и полевых транзисторах того же порядка, что и у каскадов с ОЭ и ОС соответственно. Основные достоинства дифференциальных усилителей — помехоустойчивость к синфазным помехам и малый дрейф нуля — до $1\text{--}10\text{ мкВ/}^\circ\text{С}$, что в $20\text{--}100$ раз меньше дрейфа нуля в небалансных усилителях постоянного тока. По этой причине дифференциальные усилители применяются, в частности, в качестве входных каскадов операционных усилителей постоянного тока.

10.17. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционные усилители (ОУ) представляют собой разновидность усилителей с верхней границей амплитудно-частотной характеристики $f_v = 10^2 \div 10^5$ Гц (см. рис. 10.59, а). Свое название "операционные" усилители этого типа получили от первоначальной области их преимущественного применения для выполнения математических операций над аналоговыми величинами (сложение, вычитание, интегрирование и т. д.). В настоящее время ОУ применяются при создании электронных устройств самого различного функционального назначения (стабилизация напряжения, генерация сигналов различной формы и т. д.). Операционные усилители часто выполняют многокаскадными с непосредственными связями, которые содержат несколько десятков транзисторов. На входе ОУ включается дифференциальный усилительный каскад для уменьшения дрейфа нуля, затем — промежуточные усилительные каскады для получения необходимого усиления и на выходе — повторитель напряжения для уменьшения выходного сопротивления. Разработка ОУ — сложная проблема. Однако это не затрудняет их практического применения, так как в настоящее время они изготавливаются в виде интегральных микросхем.

Подобно схеме замещения дифференциального усилителя (см. рис. 10.73) входную и выходную цепи ОУ в режиме малого сигнала удобно представить схемами замещения на рис. 10.74, где $K_{ux} = 10^4 \div 10^5$ — значение коэффициента усиления напряжения на входе ОУ в режиме холостого хода, $r_{вх} = 10^4 \div 10^7$ Ом и $r_{вых} = 10 \div 50$ Ом —

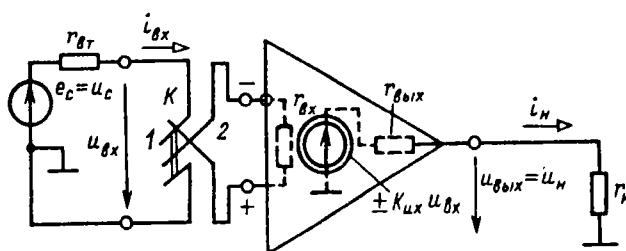


Рис. 10.74

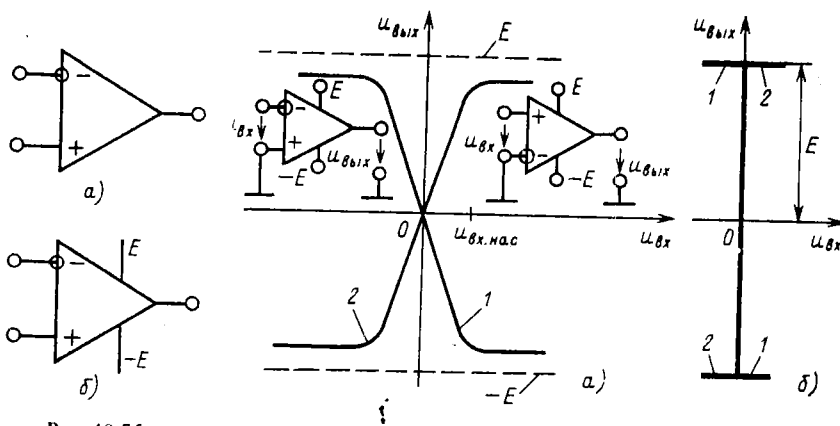


Рис. 10.75

Рис. 10.76

входное и выходное сопротивления ОУ. На рис. 10.75, а, б приведены одни из условных изображений ОУ на схемах электрических цепей, где $\pm E$ — ЭДС источника питания.

Усилительные свойства ОУ определяют его амплитудные характеристики по инвертирующему и неинвертирующему входам при разомкнутой цепи нагрузки (кривые 1 и 2 на рис. 10.76, а). Для типового значения ЭДС источника питания $E = 10$ В насыщение транзистора повторителя напряжения выходного каскада произойдет при $u_{вх} \approx E/K_{ух} = \pm (0,1 \div 1)$ мВ. Дальнейшее увеличение напряжения $u_{вх}$ не вызывает изменения напряжения на выходе.

Пренебрегая малым значением напряжения насыщения $u_{вх.нас}$, введем понятие идеального ОУ, у которого коэффициент усиления напряжения в режиме холостого хода и входное сопротивление имеют бесконечно большие значения, т. е. $K_{ух} \rightarrow \infty$ и $r_{вх} \rightarrow \infty$. Это равносильно тому, что напряжение и ток на входе идеального ОУ в режиме усиления сигналов равны нулю

$$u_{вх} = u_{вых}/K_{ух} = 0; \quad i_{вх} = u_{вх}/r_{вх} = 0, \quad (10.36)$$

а его амплитудные характеристики по инвертирующему и неинвертирующему входам имеют вид ломаных линий 1 и 2 на рис. 10.76, б. В режиме насыщения идеального ОУ напряжение $u_{вх} \neq 0$, а ток $i_{вх} = 0$.

Если ОУ применяется в режиме усиления сигналов, то будем пользоваться его условным изображением на рис. 10.75, а, если также и в режиме насыщения, то на рис. 10.75, б. Схема на рис. 10.75, б поясняет равенство напряжений на выходе ОУ в режиме насыщения и источника питания E или $-E$.

Большое значение коэффициента усиления напряжения позволяет использовать глубокую отрицательную обратную связь для создания на основе ОУ устройств различного функционального назначения.

10.18. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Обратной связью в технике принято называть воздействие выходной величины устройства на вход этого же устройства. Обратная связь *отрицательна*, если в устройстве с обратной связью входная величина уменьшается; в противном случае она *положительна*. Обратная связь в усилителях может быть последовательной или параллельной, по напряжению или по току, по переменной или по постоянной составляющей. Последняя уже рассматривалась в § 10.14 и 10.15 для стабилизации рабочих характеристик усилительных каскадов при изменении температуры окружающей среды.

В дальнейшем ограничимся анализом обратной связи лишь по переменной составляющей.

В общем случае цепь обратной связи по переменной составляющей представляет собой пассивный четырехполюсник, который своими выводами $1-1'$ и $2-2'$ подключается соответственно к выходной и входной цепям усилителя $У$.

По способу подключения входных выводов $1-1'$ четырехполюсника обратной связи ОС различают обратную связь по напряжению (рис. 10.77, а) и по току (рис. 10.77, б), по способу подключения его выходных выводов $2-2'$ — параллельную (рис. 10.78, а) и последовательную (рис. 10.78, б). На рисунках учтено, что обычно один вывод входной и один вывод выходной цепей четырехполюсника соединены накоротко.

Положительная обратная связь в усилителях практически не применяется, но лежит в основе работы различного рода автогенераторов, которые будут рассмотрены в дальнейшем.

Отрицательная обратная связь используется в усилителях очень широко. Она позволяет создавать на основе усилителей устройства различ-

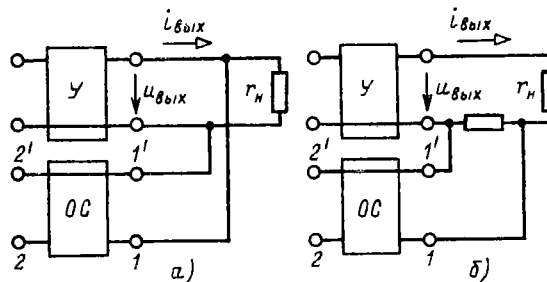


Рис. 10.77

ного функционального назначения: сумматоры и вычитатели напряжений, интеграторы, фильтры и т. д.

Рассмотрим примеры применения ОУ, полагая их идеальными, с отрицательной обратной связью.

Неинвертирующий усилитель. В неинвертирующем усилителе (рис. 10.79) используется последовательная отрицательная обратная связь по напряжению. В дальнейшем ветвь $1'-2'$ четырехполюсника обратной связи, соединяющую накоротко эквипотенциальные точки входной и выходной цепей ОУ, не будем изображать на схемах. Примем, что напряжение сигнала изменяется синусоидально, и воспользуемся комплексным методом расчета цепи усилителя. Запишем уравнение по второму закону Кирхгофа при выполнении условий (10.36) для контура, отмеченного на схеме штриховой линией,

$$\dot{U}_c - \frac{r_1}{r_1 + r_{o.c.}} \dot{U}_H = \dot{U}_{вх} = 0,$$

в котором вычитаемая величина $r_1 \dot{U}_H / (r_1 + r_{o.c.})$ характеризует последовательную отрицательную обратную связь. Следовательно, коэффициент усиления напряжения неинвертирующего усилителя

$$K_u = \dot{U}_H / \dot{U}_c = (r_1 + r_{o.c.}) / r_1. \quad (10.37)$$

Из (10.37) видно, что напряжение $\dot{U}_H$ не зависит от сопротивления цепи нагрузки r_H . Следовательно, по методу эквивалентного источника (1.34) выходное сопротивление неинвертирующего усилителя равно нулю ($r_{вых} = 0$).

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя велико и определяется входным сопротивлением ОУ.

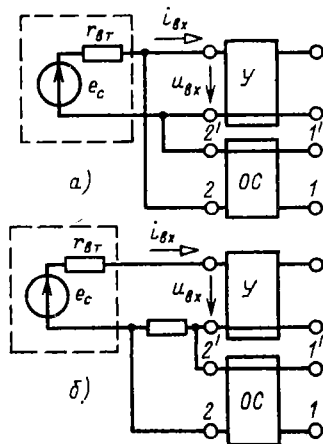


Рис. 10.78

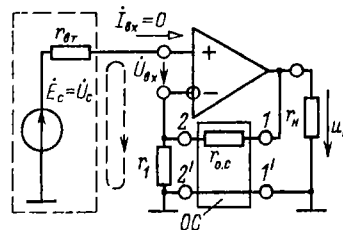


Рис. 10.79

Повторитель напряжения. При выполнении условия $r_1 \gg r_{o.c}$ значение коэффициента усиления неинвертирующего усилителя (10.37) стремится к единице. В предельном случае ($r_1 \rightarrow \infty$, $r_{o.c} \rightarrow 0$) неинвертирующий усилитель преобразуется в повторитель напряжения (рис. 10.80).

Инвертирующий усилитель. В инвертирующем усилителе используется параллельная отрицательная связь по напряжению (рис. 10.81). Отрицательный характер обратной связи обеспечивается цепью обратной связи с сопротивлением $r_{o.c}$, соединяющей выход усилителя и его инвертирующий вход. В сопротивлении входной цепи r_1 учтено внутреннее сопротивление источника сигнала.

Для анализа работы усилителя составим уравнение по второму закону Кирхгофа для контура, отмеченного на рис. 10.81 штриховой линией:

$$r_{o.c} \dot{I}_{o.c} + \dot{U}_n - \dot{U}_{вх} = 0 \quad (10.38a)$$

и по первому закону Кирхгофа для узла 1:

$$\dot{I}_{o.c} + \dot{I}_{вх} = \dot{I}_e = (\dot{U}_c - \dot{U}_{вх})/r_1, \quad (10.38б)$$

где $\dot{I}_{o.c}$, $\dot{I}_e$ и $\dot{I}_{вх}$ — токи в цепи обратной связи, цепи источника сигнала и на входе ОУ.

С учетом условий (10.36) из системы уравнений (10.38) получим:

$$\underline{K}_u = \dot{U}_n / \dot{U}_c = -r_{o.c} / r_1 \quad (10.39a)$$

— коэффициент усиления напряжения;

$$r_{вх} = \dot{U}_c / \dot{I}_e = r_1 \quad (10.39б)$$

— входное сопротивление инвертирующего усилителя.

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя, как и неинвертирующего, мало.

Сумматор напряжений. На основе неинвертирующего и инвертирующего усилителей можно реализовать неинвертирующий и инвертирующий сумматоры напряжений. Для инвертирующего сумматора напря-

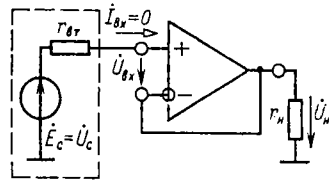


Рис. 10.80

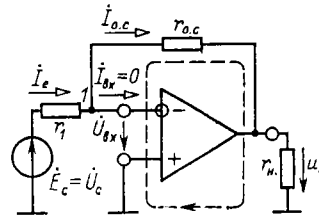


Рис. 10.81

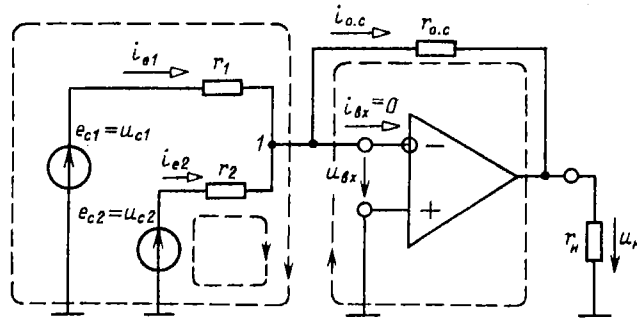


Рис. 10.82

жений (рис. 10.82) при выполнении условий (10.36) составим с учетом первого закона Кирхгофа для узла 1 и второго закона Кирхгофа для контуров, отмеченных на схеме штриховой линией, уравнение

$$i_{o.c} = -u_n / r_{o.c} = i_{e1} - i_{e2} = u_{c1} / r_1 + u_{c2} / r_2$$

или

$$u_n = - \left(\frac{r_{o.c}}{r_1} u_{c1} + \frac{r_{o.c}}{r_2} u_{c2} \right),$$

где безразмерные величины $r_{o.c}/r_1$ и $r_{o.c}/r_2$ — "весовые" коэффициенты. Выбрав значения сопротивлений $r_{o.c} = r_1 = r_2$, получим суммирование:

$$u_n = -(u_{c1} + u_{c2}).$$

В обобщенном виде работу инвертирующего сумматора определяет выражение

$$u_n = - \sum_{k=1}^n \frac{r_{o.c}}{r_k} u_{ck}, \quad (10.40)$$

где r_k — сопротивление ветви $1 \leq k \leq n$ с источником сигнала, напряжение которого u_{ck} .

Для неинвертирующего сумматора напряжений (рис. 10.83) с учетом (10.36) из уравнений, составленных по законам Кирхгофа, получим соотношение

$$\frac{u_{c1} - r_1 u_n / (r_1 + r_{o.c})}{r} + \frac{u_{c2} - r_1 u_n / (r_1 + r_{o.c})}{r} = 0$$

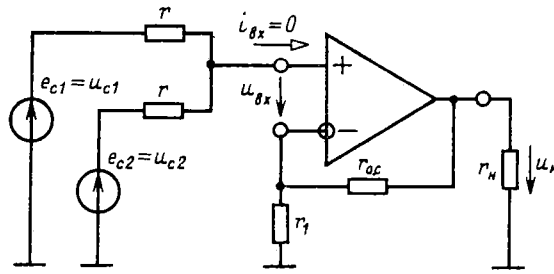


Рис. 10.83

или

$$u_H = \frac{r_1 + r_{o.c}}{2r_1} (u_{c1} + u_{c2}).$$

Выбрав сопротивления резисторов r_1 и $r_{o.c}$ так, чтобы удовлетворялось условие $(r_1 + r_{o.c})/2r_1 = 1$, получим суммирование:

$$u_H = u_{c1} + u_{c2}. \quad (10.41)$$

Вычитатель напряжений. Вычитание напряжений на основе ОУ можно реализовать по схеме на рис. 10.84. При выполнении условий (10.36) для контура, отмеченного на рисунке штриховой линией, получим

$$u_H + r_{o.c} i_{o.c} - u_{вх} - r_3 u_{c2} / (r_2 + r_3) = 0, \quad (10.42a)$$

где ток в цепи обратной связи

$$i_{o.c} = \frac{u_{c1} - u_H}{r_1 + r_{o.c}}. \quad (10.42b)$$

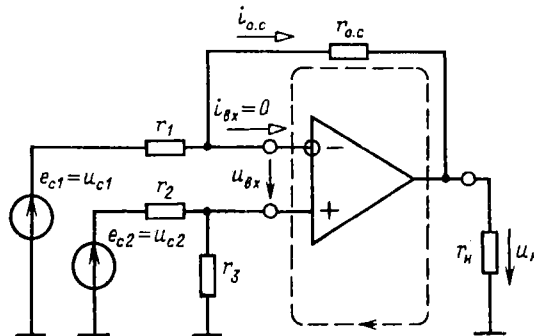


Рис. 10.84

Из системы уравнений (10.42) следует

$$u_n = \frac{r_3(r_1 + r_{o.c})}{r_1(r_2 + r_3)} u_{c2} - \frac{r_{o.c}}{r_1} u_{c1},$$

и при $r_1 = r_2 = r_3 = r_{o.c}$

$$u_n = u_{c2} - u_{c1}. \quad (10.43)$$

Интегратор. В интеграторе на основе ОУ (рис. 10.85) цепь отрицательной обратной связи по напряжению содержит конденсатор емкостью C_1 . Составим для контура, отмеченного на рисунке штриховой линией, уравнение по второму закону Кирхгофа:

$$u_n + u_{c1} - u_{вх} = 0, \quad (10.44a)$$

где

$$u_{c1} = \frac{1}{C_1} \int_{-\infty}^t i_{o.c} dt \quad (10.44б)$$

— напряжение на конденсаторе обратной связи;

$$i_{o.c} = i_e - i_{вх} = (u_c - u_{вх})/r - i_{вх} \quad (10.44в)$$

— ток в цепи обратной связи (по первому закону Кирхгофа для узла 1).

Из системы уравнений (10.44) при соблюдении условий (10.36) следует, что

$$u_n = - \frac{1}{rC_1} \int_{-\infty}^t u_c dt. \quad (10.45)$$

Избирательные усилители. Избирательный усилитель с характеристикой по рис. 10.59, д реализуется на основе ОУ с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению (рис. 10.86) и резонансным

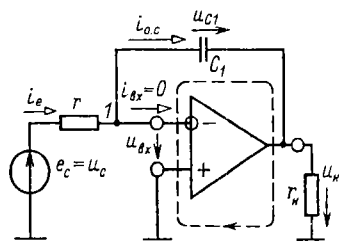


Рис. 10.85

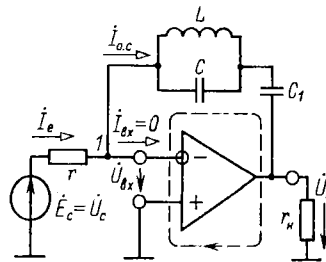


Рис. 10.86

заградительным фильтром (см. рис. 4.8, а) в цепи обратной связи. Напряжение источника сигнала изменяется по синусоидальному закону. Поэтому для расчета режима работы усилителя можно воспользоваться комплексным методом, представив все напряжения и токи соответствующими комплексными величинами.

Для разделения постоянной и переменной составляющих тока в цепь обратной связи включен конденсатор емкостью C_1 . Пренебрегая его сопротивлением, составим уравнение по второму закону Кирхгофа для контура, отмеченного на рис. 10.86 штриховой линией:

$$\dot{U}_H + \underline{Z} \dot{I}_{o.c} - \dot{U}_{B\chi} = 0, \quad (10.46a)$$

где

$$\underline{Z} = \frac{jx_L(-jx_C)}{jx_L - jx_C} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (10.46b)$$

— комплексное сопротивление заградительного фильтра;

$$\dot{I}_{o.c} = \dot{I}_e - \dot{I}_{P\chi} = (\dot{U}_c - \dot{U}_{B\chi})/r - \dot{I}_{B\chi} \quad (10.46b)$$

— ток в цепи обратной связи (по первому закону Кирхгофа для узла 1). Из системы уравнений (10.46) при соблюдении условий (10.36) следует, что коэффициент усиления напряжения избирательного усилителя

$$\underline{K}_u = K_u(\omega) e^{j\theta_u(\omega)} = \frac{\dot{U}_H}{\dot{U}_c} = \frac{\underline{Z}}{r} = \frac{j\omega L}{(1 - \omega^2 LC)r},$$

а его амплитудно-частотная характеристика

$$K_u(\omega) = \frac{\omega L}{|(1 - \omega^2 LC)|r}. \quad (10.47)$$

При резонансной угловой частоте $\omega_{рез} = 1/\sqrt{LC}$ значение коэффициента усиления напряжения $K_u \rightarrow \infty$ (на рис. 10.87 — непрерывная линия). С учетом потерь энергии в реальном резонансном заградительном фильтре АЧХ избирательного усилителя будет отличаться от идеальной, как показано штриховой линией на рис. 10.87.

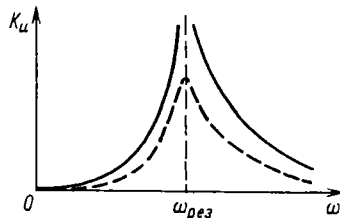


Рис. 10.87

Использование в цепи обратной связи заградительного rC -фильтра (рис. 4.9, а) приводит к аналогичным результатам. Однако rC -фильтры проще для практической реализации и поэтому во многих случаях оказываются предпочтительнее резонансных заградительных фильтров. Такие фильтры на основе ОУ называют также активными rC -фильтрами.

10.19. УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Усилитель мощности обычно является последним каскадом в цепи усиления сигнала. К его выходу подключается приемник большой мощности. Различают два класса усилителей мощности: А и В.

На рис. 10.88 приведена схема усилителя мощности класса А. Для получения большой мощности необходимо максимально уменьшить сопротивление цепи коллектора усилителя по постоянному току и подключить к ней приемник с сопротивлением нагрузки r_H через трансформатор.

Рассмотрим сначала режим покоя усилителя, который характеризуется точкой А на коллекторных характеристиках транзистора

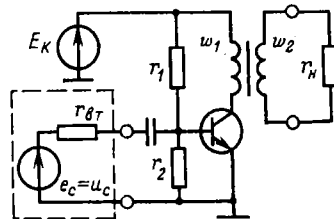
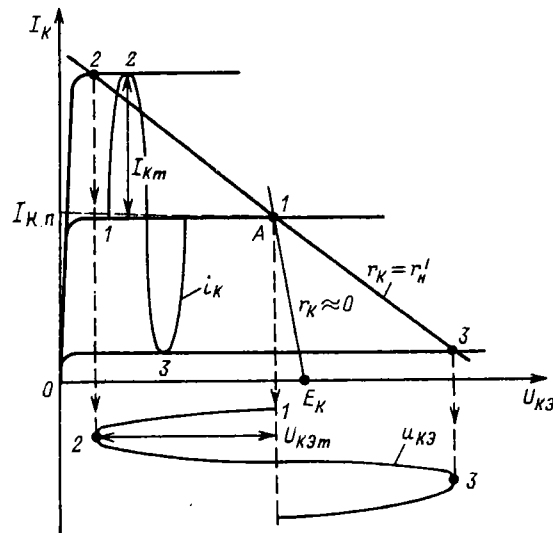


Рис. 10.88

Рис. 10.89



(рис. 10.89). Так как сопротивление цепи коллектора в режиме покоя равно активному сопротивлению первичной обмотки трансформатора, то можно считать $r_K \approx 0$. Следовательно, нагрузочная характеристика (см. рис. 10.63) практически параллельна оси ординат (рис. 10.89).

При действии на входе усилителя мощности источника, например синусоидального сигнала $e_c = E_m \sin \omega t$, переменные составляющие токов базы i_B и коллектора i_K транзистора также будут синусоидальными. Однако для переменной составляющей тока сопротивление цепи коллектора равно приведенному сопротивлению цепи нагрузки [см. (9.8), т. е. $r_K = r'_n = r_n (w_1/w_2)^2$]. Поэтому нагрузочная характеристика коллекторной цепи по переменной составляющей отличается от аналогичной характеристики в режиме покоя ($r_K \approx 0$). Проведя через точку *A* нагрузочную характеристику по переменной составляющей, построим зависимость изменения от времени тока коллектора $i_K = I_{Km} \sin \omega t$ и напряжения $u_{КЭ} = -U_{КЭm} \sin \omega t$.

Определим мощности цепи нагрузки P_n и источника сигнала P_c . Для этого обратимся к эквивалентной схеме замещения усилителя по переменной составляющей (рис. 10.90), подобной схеме замещения усилительного каскада с ОЭ (рис. 10.62). Исключая из нее резистивные элементы r_1 , r_2 и $1/h_{22}$ с большими сопротивлениями, получаем

$$P_n = \frac{r'_n}{2} I_{Km}^2 = \frac{r'_n h_{21}^2}{2} I_{Bm}^2 ;$$

$$P_c = \frac{r_{вт} + h_{11}}{2} I_{Bm}^2 ,$$

где I_{Bm} — амплитуда синусоидального тока базы.

Следовательно, коэффициент усиления мощности

$$K_p = P_n / P_c = r'_n h_{21}^2 / (r_{вт} + h_{11}) . \quad (10.48)$$

Его типовое значение равно 100–200.

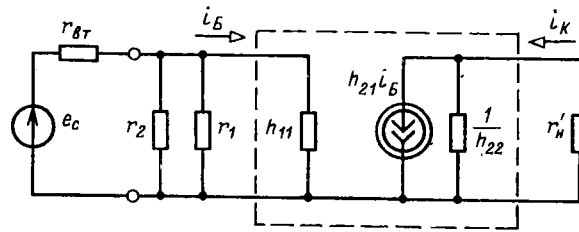


Рис. 10.90

Общим недостатком усилителей мощности класса А является низкий КПД:

$$\eta = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{ист}}} 100 = \frac{1}{2} \frac{I_{\text{Км}} U_{\text{КЭм}}}{E_{\text{К}} I_{\text{Кп}}} 100 < 50\%, \quad (10.49)$$

где $P_{\text{ист}} = E_{\text{К}} I_{\text{Кп}}$ и $P_{\text{н}} = U_{\text{КЭм}} I_{\text{Км}}/2$ – мощности источника питания и цепи нагрузки при условии $I_{\text{Км}} < I_{\text{Кп}}$ и $U_{\text{КЭм}} < E_{\text{К}}$.

Усилители мощности класса В (рис. 10.91) отличаются от усилителей мощности класса А тем, что у них рабочая точка А выбирается так, чтобы переменная составляющая тока коллектора была ограничена половиной периода, как показано на рис. 10.92. В течение второго полупериода тока в цепи коллектора практически нет. Применение трансформатора для подключения приемника, как в усилителе мощности класса А (рис. 10.88), не дает в данном случае больших преимуществ. Рабочая точка А расположена так, что при обоих способах подключения приемника напряжение источника питания $E_{\text{К}}$, а сле-

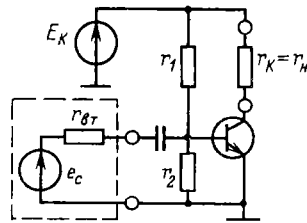


Рис. 10.91

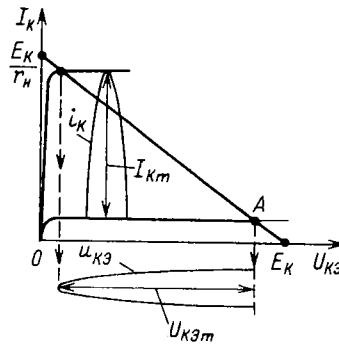


Рис. 10.92

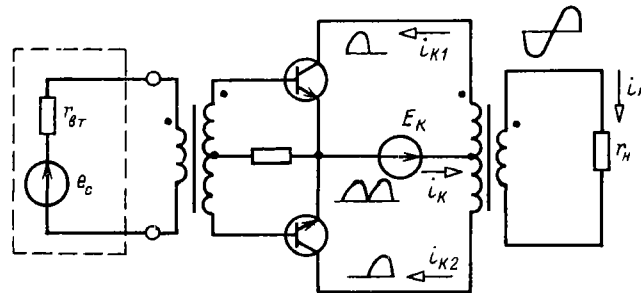


Рис. 10.93

довательно, и его мощность будут практически одинаковые. С учетом (10.12) мощность источника питания $P_{\text{ист}} = E_K I_{Km}/\pi$, а мощность цепи нагрузки по (10.13) $P_n = r_K (I_{Km}/2)^2 \approx E_K I_{Km}/4$. Следовательно, КПД усилителя мощности класса В

$$\eta = \frac{P_n}{P_{\text{ист}}} 100 \approx \frac{\pi}{4} 100 \approx 75\%.$$

Для усиления мощности синусоидальных сигналов с высоким КПД применяют двухтактные усилители мощности класса В (рис. 10.93) с трансформаторными связями.

10.20. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Генераторы синусоидальных колебаний преобразуют энергию источника с постоянной ЭДС в энергию при синусоидальном токе требуемой частоты. Различают генераторы с самовозбуждением (автогенераторы) и с независимым возбуждением. Последние представляют собой усилители мощности, усиливающие сигналы автогенераторов малой мощности.

Автогенераторы можно рассматривать как усилители с положительной обратной связью. Наиболее часто применяется обратная связь по напряжению (рис. 10.94). Для анализа установившегося режима работы автогенератора воспользуемся комплексным методом.

Напряжения на выходе автогенератора и на входе четырехполюсника цепи обратной связи одинаковые

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вх.о.с}} \quad (10.50a)$$

и удовлетворяют условию

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \underline{K}_{uy} \underline{K}_{uo.c} \dot{U}_{\text{вх.о.с}}, \quad (10.50б)$$

где

$$\underline{K}_{uy} = K_{uy}(\omega) e^{j\theta'(\omega)}$$

— коэффициент усиления напряжения усилителя;

$$\underline{K}_{uo.c} = K_{uo.c}(\omega) e^{j\theta''(\omega)}$$

— коэффициент передачи напряжения четырехполюсника обратной связи [см. (2.90a)].

Из (10.50) следует

$$\underline{K}_{uy} \underline{K}_{uo.c} = K_{uy}(\omega) K_{uo.c}(\omega) e^{j[\theta'(\omega) + \theta''(\omega)]} = 1,$$

т. е.

$$K_{uy}(\omega)K_{uo.c}(\omega) = 1; \quad (10.51a)$$

$$\theta'(\omega) + \theta''(\omega) = 2\pi n, \quad (10.51б)$$

где $n=0, 1, 2, 3 \dots$

Условия (10.51) должны выполняться при одной угловой частоте – угловой частоте работы автогенератора ω .

Самовозбуждение генератора, начиная с момента времени его подключения к источнику энергии, определяется условием $K_{uy}(\omega)K_{uo.c}(\omega) > 1$, которое после завершения переходного процесса переходит в условие установившегося режима работы автогенератора (10.51a) вследствие уменьшения значения K_{uy} при увеличении амплитуды синусоидальных колебаний, обусловленного нелинейными свойствами транзисторов (рис. 10.76).

Различают LC - и RC -автогенераторы. Первые содержат в цепях обратной связи катушки индуктивности и конденсаторы и используют явления резонансов напряжений и токов, вторые – резисторы и конденсаторы. Вторые проще для реализации в виде интегральных микросхем, в частности на основе ОУ. Примеры их реализации будут рассмотрены.

На рис. 10.95 приведена схема RC -автогенератора на основе ОУ, моста Вина (см. рис. 4.9, а) в цепи положительной обратной связи и делителя напряжения из резисторов r_3 и r_4 в цепи отрицательной обратной связи. При угловой частоте генерации $\omega_0 = 1/\sqrt{r_1 r_2 C_1 C_2}$ [см. (4.11)] напряжение на резисторе r_2 моста Вина равно одной трети напряжения

Рис. 10.94

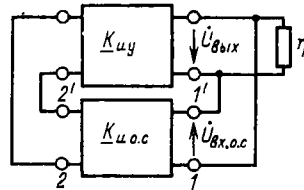
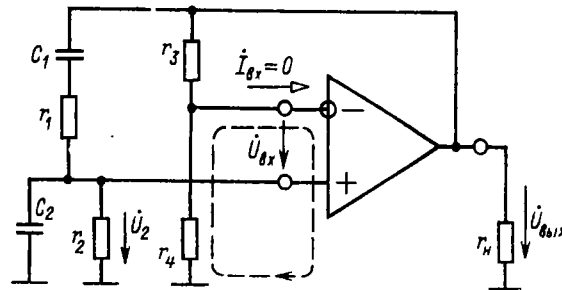


Рис. 10.95



на выходе усилителя

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_{\text{вых}}/3 \quad (10.52)$$

и совпадает с ним по фазе (рис. 4.9, б).

Пренебрегая током входной цепи ОУ, составляем уравнение по второму закону Кирхгофа для контура, отмеченного на рис. 10.95 штриховой линией:

$$\dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_2 - \frac{r_4}{r_3 + r_4} \dot{U}_{\text{вых}} = 0. \quad (10.53)$$

Из (10.52), (10.53) и условий идеального ОУ (10.36) следует соотношение

$$r_3/r_4 = 2,$$

которому должна удовлетворять цепь отрицательной обратной связи для генерации колебаний с максимальной амплитудой и угловой частотой ω_0 .

Вместо моста Вина в rC -автогенераторе может быть также двойной Т-образный мост (см. рис. 4.10).

10.21. КЛАССИФИКАЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ И ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

Полупроводниковые импульсные и цифровые устройства объединяют обширную группу устройств, которые применяются в системах управления технологическими процессами, при передаче информации, в измерительной и вычислительной технике. В современных импульсных и цифровых устройствах работают ОУ в импульсном режиме и транзисторы в качестве бесконтактных ключей.

Работу ОУ в импульсном режиме объясним на примере цепи, показанной на рис. 10.96, в которой к неинвертирующему входу ОУ подключен источник постоянной ЭДС E_0 , а к инвертирующему входу — источник сигнала с линейно изменяющейся во времени ЭДС $e_c = kt$ (рис. 10.97, а). Для упрощения анализа примем, что ОУ идеальный. По второму закону Кирхгофа для контура, отмеченного на рис. 10.96 штриховой линией, составим уравнение:

$$u_{\text{вх}} = e_c - E_0.$$

В момент времени $t_0 = E_0/k$ у напряжения $u_{\text{вх}}$ отрицательное значение заменяется положительным (рис. 10.97, б). Одновременно в соответствии с амплитудной характеристикой идеального ОУ (рис. 10.76, б — ломаная линия 1) напряжение на его выходе скачком

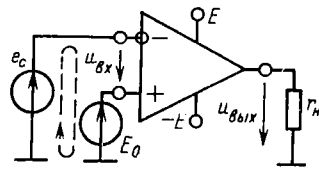


Рис. 10.96

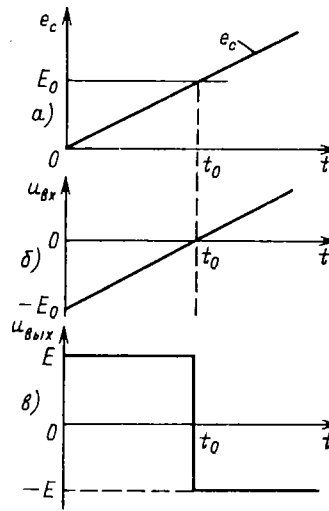


Рис. 10.97

изменится от положительного до отрицательного значения ЭДС E источника питания (рис. 10.97, в).

Импульсный режим работы ОУ используется в устройствах сравнения измеряемого напряжения с опорным напряжением, называемых *компараторами*, и других устройствах на их основе.

Работу транзистора в режиме ключа рассмотрим на примере биполярного транзистора с ОЭ (рис. 10.98, а). Если постоянное напряжение на входе ключа $U_{вх} \leq 0$, то токи в цепях коллектора и базы практически одинаковые и равны току через обратно включенный $p-n$ переход между базой и коллектором. Этот режим соответствует разомкнутому положению ключа (рис. 10.98, б, точка М). При постоянном напряжении $U_{вх} > 0$ и токе базы больше тока насыщения $I_{Бнас}$ ток коллектора практически равен E_K/r_K (рис. 10.98, б, точка N). Этот режим соответствует замкнутому положению ключа.

Динамические свойства ключа определяются временем включения $t_{вкл}$ и выключения $t_{выкл}$ (рис. 10.98, в). Для уменьшения времени $t_{вкл}$ резистор в цепи базы шунтируется конденсатором, а для уменьшения времени $t_{выкл}$ в цепь базы включается ЭДС E_B (показаны штриховой линией на рис. 10.98, а).

Применение транзистора в качестве ключа вместо других типов ключей, например электромеханических, имеет ряд преимуществ: транзисторный ключ не содержит подвижных частей, подверженных износу, имеет большое быстродействие и малые размеры. Для управления транзисторным ключом требуется источник энергии малой мощности.

Различают импульсные устройства с несколькими устойчивыми и с несколькими временно устойчивыми состояниями. В импульсном

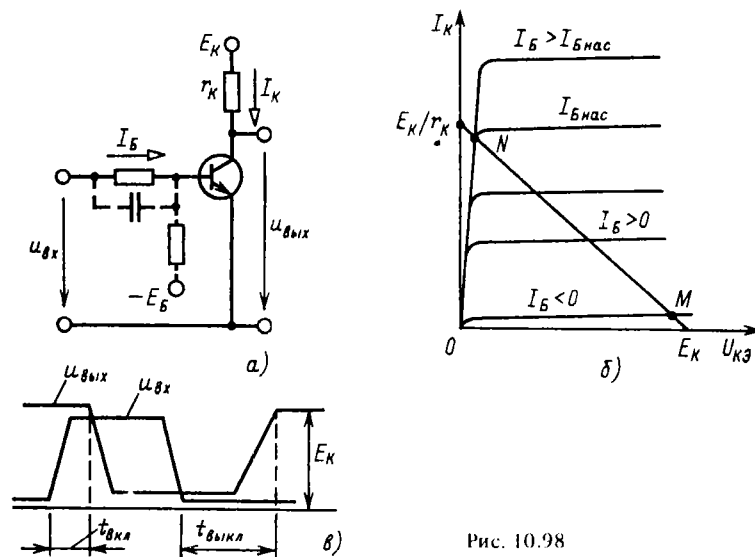


Рис. 10.98

устройстве первого типа для изменения устойчивого состояния необходимо однократное внешнее воздействие, изменяющее режим ОУ или транзисторного ключа. В импульсном устройстве с временно устойчивыми состояниями происходит периодическое переключение ОУ или открывание и закрывание транзисторного ключа без внешнего воздействия или их состояние восстанавливается через некоторое время после однократного внешнего воздействия.

В цифровых устройствах применяются логические элементы, на основе которых реализуются логические автоматы с памятью и без памяти. Рабочее состояние логических автоматов первого типа зависит не только от набора сигналов управления в данный момент времени, но и от его предшествующего состояния. Рабочее состояние логических автоматов второго типа зависит только от набора сигналов управления.

В дальнейшем работу всех импульсных и цифровых устройств будем рассматривать, полагая, что ОУ и транзисторные ключи идеальные.

10.22. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Для своевременного подключения и отключения необходимого оборудования в целях поддержания режимов технологических процессов необходимо принимать те или иные решения в зависимости от конкретных условий.

Если наличие или отсутствие каждого условия отождествить с напряжением электрического сигнала различного уровня, то принятие

решения можно осуществить при помощи цифровых устройств на основе логических элементов. Такие устройства реализуют логическое преобразование совокупности сигналов об условиях работы в совокупность сигналов управления технологическим процессом.

В зависимости от схемотехнической реализации логических элементов сигналы на их входах и выходах имеют либо отличное от нуля напряжение (положительное или отрицательное), либо напряжение, близкое к нулю, которые принято условно отождествлять с логической единицей и нулем. При этом работу логического элемента можно описать зависимостью логического значения выходного сигнала F от совокупности логических значений входных сигналов x . Такую зависимость принято представлять *таблицей истинности*.

Можно доказать, что для любых логических преобразований достаточно иметь три элементарных логических элемента, выполняющих операции: логическое отрицание (логическое **НЕ**), логическое сложение (логическое **ИЛИ**) и логическое умножение (логическое **И**).

Логический элемент **НЕ** (инвертор) реализует логическую функцию

$$F = \bar{x};$$

элемент **ИЛИ** (дизъюнктор) на два входа

$$F = x_1 + x_2 \quad \text{или} \quad F = x_1 \vee x_2,$$

элемент **И** (конъюнктор) на два входа

$$F = x_1 x_2 \quad \text{или} \quad F = x_1 \wedge x_2.$$

Их условные обозначения, временные диаграммы работы и таблицы истинности приведены на рис. 10.99–10.101 соответственно.

На практике часто используется расширенный набор логических элементов. К ним относятся элементы: **ИЛИ–НЕ** (стрелка Пирса), показанный на рис. 10.102, *а* и реализующий функцию

$$F = \overline{x_1 + x_2};$$

И–НЕ (штрих Шеффера), показанный на рис. 10.102, *б* и реализующий функцию

$$F = \overline{x_1 x_2};$$

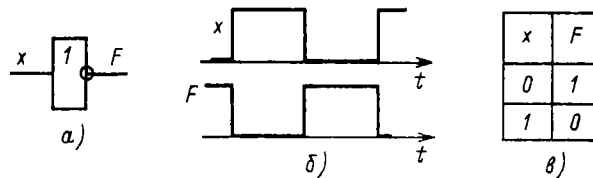


Рис. 10.99

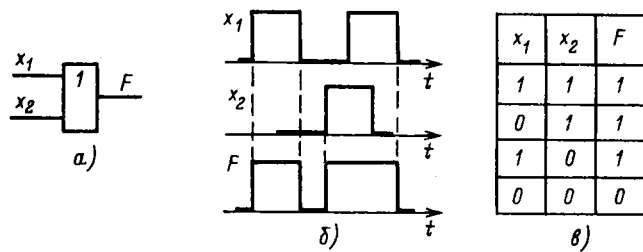


Рис. 10.100

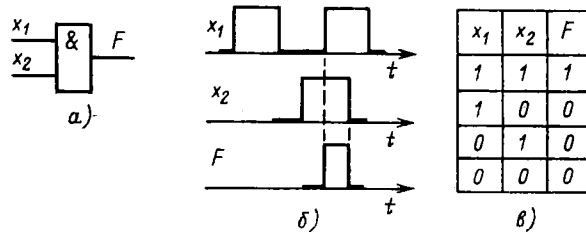


Рис. 10.101

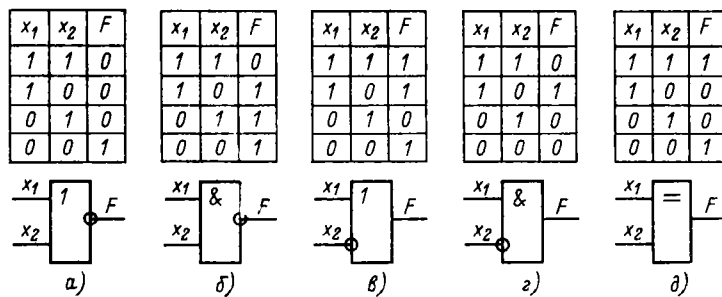


Рис. 10.102

импликация (рис. 10.102, в)

$$F = x_1 + \bar{x}_2;$$

запрет (рис. 10.102, г)

$$F = x_1 \bar{x}_2;$$

равнозначность (рис. 10.102, д)

$$F = x_1 x_2 + \bar{x}_1 \bar{x}_2.$$

По схемотехнической реализации различают серии элементов ДТЛ [диодно-транзисторная логика (рис. 10.103, а)], ТТЛ [транзисторно-

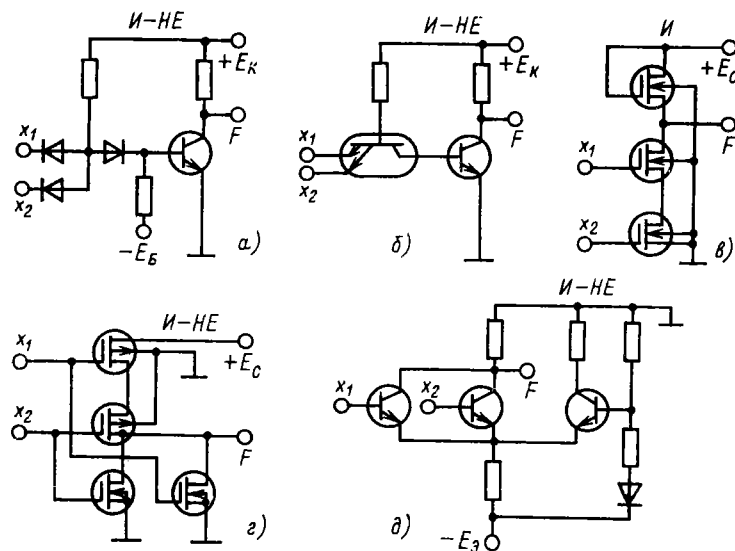


Рис. 10.103

транзисторная логика на биполярных транзисторах (рис. 10.103, б)], МДПТЛ [то же на МДП-транзисторах (рис. 10.103, в)], КМДПТЛ [то же на взаимодополняющих* или комплементарных МДП-транзисторах (рис. 10.103, г)], ТТЛШ (то же с транзисторами Шотки), ЭЛС [эмиттерно-связанная логика (рис. 10.103, д)] и И²Л (инжекционная логика).

Рабочие свойства логических элементов определяет ряд параметров:

быстродействие — время задержки между сменой состояний входного и выходного сигналов (см. рис. 10.98, в);

нагрузочная способность или коэффициент разветвления — число входов, которые можно подключить к одному выходу;

помехоустойчивость — максимально допустимый уровень напряжения помехи, не вызывающий ложного переключения;

степень генерирования помех — интенсивность колебаний тока при переключении элементов;

мощность рассеяния — мощность потерь энергии в элементах.

В табл. 10.4 приведено ранжирование параметров логических элементов: ранг 1 соответствует наилучшему, ранг 10 — наихудшему значению параметра. Элементы ТТЛ имеют время задержки 10–30 нс, коэффициент разветвления по входу 2–8.

* МДП-транзисторы с *p*- и *n*-каналами называются взаимодополняющими при таком их последовательном включении, что когда один из них находится в открытом состоянии, то другой будет в закрытом. Это уменьшает ток и мощность потерь.

Таблица 10.4. Ранг параметров логических элементов

Тип логического элемента	Быстродействие	Мощность рассеяния	Разветвление по выходу	Помехоустойчивость	Степень генерирования помех
ДТЛ	7	6	5	9	2
ТТЛ	3	6	5	5	9
МДПТЛ	10	2	2	3	2
КМДПТЛ	9	1	1	1	2
ТТЛШ	2	8	5	5	9
И ² Л	5	4	5	5	2
ЭСЛ	1	10	2	4	1

10.23. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА С ВРЕМЕННО УСТОЙЧИВЫМИ СОСТОЯНИЯМИ

Импульсные устройства с временно устойчивыми состояниями являются источниками импульсов напряжения, значение и длительность которых, а также частота повторения могут регулироваться в широких пределах.

А. Мультивибратор. Мультивибратором называется устройство с двумя временно устойчивыми состояниями, представляющее собой генератор импульсов напряжения прямоугольной формы. Обычно он служит для запуска в работу других импульсных устройств при их совместной синхронной работе.

Наиболее распространены мультивибраторы на основе ОУ. Различают симметричные и несимметричные мультивибраторы. У первых длительности прямоугольных импульсов и интервалы времени между ними равны, у вторых различны.

Схема замещения симметричного мультивибратора приведена на рис. 10.104, а, в которой ОУ является компаратором (см. рис. 10.96 и 10.97). Рассмотрим один период работы мультивибратора. По второму закону Кирхгофа для контура цепи, отмеченного на рисунке штриховой линией, составим уравнение

$$u_{\text{вх}} - u_C + u_1 = 0, \quad (10.54)$$

где $u_1 = r_1 u_{\text{вых}} / (r_1 + r_2)$ и u_C — напряжения положительной и отрицательной последовательной обратной связи по напряжению (см. рис. 10.77, а).

Пусть в момент времени $t = 0$ напряжение на входе ОУ $u_{\text{вх}}(0) > 0$ (рис. 10.105, з). Тогда по амплитудной характеристике ОУ (рис. 10.76, б, ломаная линия 1) напряжение на его выходе

$$u_{\text{вых}}(0) = -E,$$

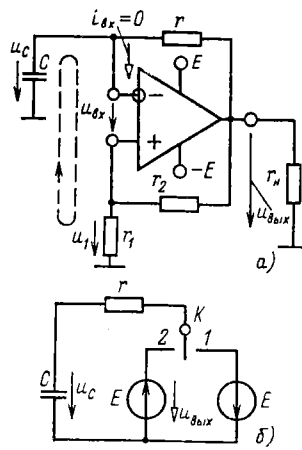


Рис. 10.104

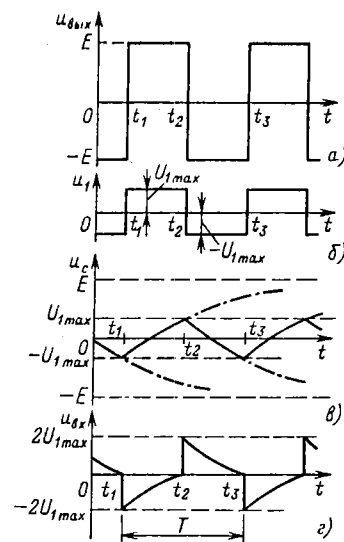


Рис. 10.105

а напряжения

$$u_1(0) = -r_1 E / (r_1 + r_2) = -U_{1max}$$

и по (10.54)

$$u_C(0) > u_1(0) = -U_{1max},$$

где E — напряжение источника питания ОУ (рис. 10.105, а–в).

Такое состояние цепи мультивибратора, которому соответствует схема замещения на рис. 10.104, б (ключ K в положении 1), неустойчиво. Действительно, напряжения на выходе мультивибратора и на конденсаторе различны: $u_C(0) > u_{вых}(0)$. Поэтому конденсатор будет разряжаться через резистор r цепи отрицательной обратной связи и цепь, подключенную к выходу ОУ, а напряжение на нем — изменяться по экспоненциальному закону (см. рис. 5.4), стремясь к значению ЭДС ($-E = u_{вых}$). В момент времени t_1 , определяемый условием $u_{вых}(t_{1-}) = 0$, т. е. $u_C(t_{1-}) = -U_{1max}$, напряжение на входе ОУ изменит свое положительное значение на отрицательное. В результате этого произойдет переключение ОУ по его амплитудной характеристике и скачком изменятся напряжения

$$u_{вых}(t_{1+}) = E; \quad u_1(t_{1+}) = r_1 E / (r_1 + r_2) = U_{1max};$$

$$u_{вых}(t_{1+}) = u_C(t_{1+}) - u_1(t_{1+}) = -2U_{1max},$$

где учтено, что напряжение на конденсаторе по закону коммутации (5.2) скачком не изменяется: $u_C(t_{1-}) = u_C(t_{1+})$. Одновременно разрядка конденсатора сменится его зарядкой [см. (5.22)] по схеме замещения на рис. 10.104, б (ключ K в положении 2)

$$u_C(t) = -U_{1max} + (E + U_{1max})(1 - e^{-(t-t_1)/(rC)}), \quad (10.55a)$$

процесс закончится в момент времени t_2 , определяемый условием $u_{вх}(t_{2-}) = 0$, т. е. по (10.54)

$$u_C(t_{2-}) = U_{1max}. \quad (10.55б)$$

В этот момент времени вновь скачком изменятся напряжения

$$u_{вых}(t_{2+}) = -E; \quad u_1(t_{2+}) = -U_{1max};$$

$$u_{вх}(t_{2+}) = u_C(t_{2+}) - u_1(t_{2+}) = 2U_{1max},$$

а зарядка конденсатора сменится его разрядкой по схеме замещения на рис. 10.104, б (ключ K в положении 1)

$$u_C(t) = U_{1max} - (E + U_{1max})(1 - e^{-(t-t_2)/(rC)}),$$

процесс закончится в момент времени t_3 , определяемый условием $u_{вх}(t_{3-}) = 0$, т. е. $u_C(t_{3-}) = -U_{1max}$.

Далее процессы в цепи мультивибратора будут периодически повторяться.

Длительность положительных импульсов напряжения определяется формулами (10.55a), (10.55б):

$$t_2 - t_1 = rC \ln(1 + 2r_1/r_2),$$

а частота работы симметричного мультивибратора с учетом соотношения $t_3 - t_2 = t_2 - t_1$ равна

$$f = \frac{1}{2(t_2 - t_1)} = \frac{1}{2rC \ln(1 + 2r_1/r_2)}.$$

В несимметричном мультивибраторе интервалы времени зарядки $t_2 - t_1$ и разрядки $t_3 - t_2$ конденсатора различны. Это достигается включением в цепь отрицательной обратной связи параллельно двух различных резисторов: один для зарядки, а другой для разрядки конденсатора. Для этого последовательно с каждым из этих резисторов включается диод, прямое направление которого соответствует току зарядки или току разрядки.

Б. Одновибратор. Одновибратором называется устройство с одним устойчивым и одним временно устойчивым состоянием, предназначен-

ное для формирования однократного прямоугольного импульса напряжения требуемой длительности при воздействии на входе импульса напряжения от внешнего источника.

Одновибраторы применяются для стандартизации импульсов напряжения по длительности, управления работой электромагнитных реле, задержки импульсов напряжения и деления частоты их повторения.

Схема одновибратора на основе ОУ (рис. 10.106) отличается от схемы мультивибратора (см. рис. 10.104) тем, что параллельно конденсатору в цепи отрицательной обратной связи включен диод, который в дальнейшем будем считать идеальным.

Работу одновибратора иллюстрирует совмещенная временная диаграмма на рис. 10.107, а-д.

По второму закону Кирхгофа для контура, отмеченного на рис. 10.106, а штриховой линией, в любой момент времени справедливо соотношение (10.54).

Устойчивому состоянию одновибратора соответствует схема замещения на рис. 10.106, б (ключ K в положении 1), а напряжения на его

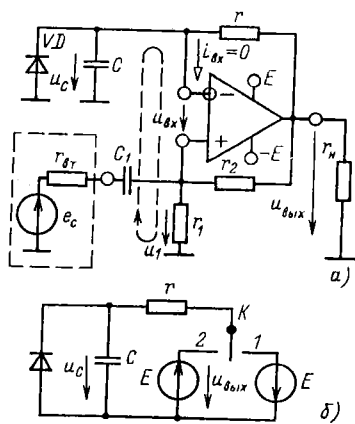


Рис. 10.106

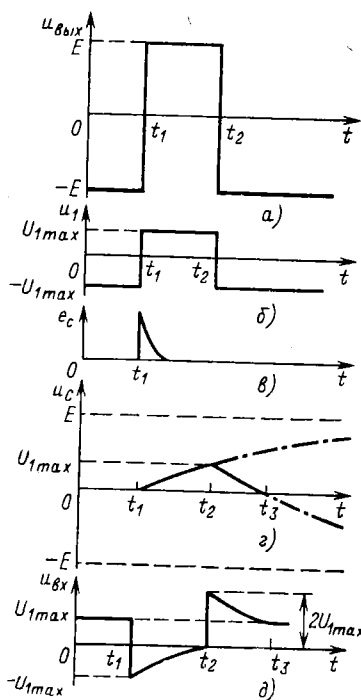


Рис. 10.107

элементах постоянны и равны

$$u_{\text{вых}} = -E; \quad u_1 = -r_1 E / (r_1 + r_2) = -U_{1\text{max}};$$

$$u_{\text{вх}} = u_C - u_1 = U_{1\text{max}} > 0$$

(рис. 10.107, а, б и д), так как диод включен в прямом направлении и напряжение на конденсаторе $u_C = 0$.

Если в момент времени t_1 на вход одновибратора подать достаточно большой по амплитуде импульс напряжения положительной полярности от источника сигналов, то под действием ЭДС e_c (рис. 10.107, в) напряжение на входе ОУ может стать отрицательным. В результате произойдет переключение ОУ аналогично описанному выше для мультивибратора и скачком изменятся напряжения

$$u_{\text{вых}}(t_{1+}) = E; \quad u_1(t_{1+}) = r_1 E / (r_1 + r_2) = U_{1\text{max}};$$

$$u_{\text{вх}}(t_{1+}) = u_C(t_{1+}) - u_1(t_{1+}) = -U_{1\text{max}} < 0,$$

так как напряжение на конденсаторе скачком не изменяется [см. (5.2)]. Это состояние одновибратора, которому соответствует схема замещения на рис. 10.106, б (ключ K в положении 2), временно устойчивое.

Действительно, после переключения ОУ начинается зарядка конденсатора через резистор r цепи отрицательной обратной связи [см. (5.22)]

$$u_C = E(1 - e^{-(t-t_1)/(rC)}) \quad (10.56a)$$

до момента времени t_2 , определяемого условием $u_{\text{вх}}(t_{2-}) = 0$, т. е.

$$u_C(t_{2-}) = U_{1\text{max}} = r_1 E / (r_1 + r_2). \quad (10.56b)$$

В этот момент времени произойдет переключение ОУ и скачком изменятся напряжения

$$u_{\text{вых}}(t_{2+}) = -E; \quad u_1(t_{2+}) = -U_{1\text{max}};$$

$$u_{\text{вх}}(t_{2+}) = u_C(t_{2+}) - u_1(t_{2+}) = 2U_{1\text{max}}.$$

Одновременно процесс зарядки конденсатора сменится процессом его разрядки в схеме замещения цепи на рис. 10.106, б (ключ K в положении 1) до момента времени t_3 , определяемого условием $u_C(t_3) = 0$.

В дальнейшем напряжения на всех элементах одновибратора постоянны и соответствуют его устойчивому состоянию.

Длительность положительного прямоугольного импульса напряжения на выходе одновибратора определяется уравнениями (10.56):

$$t_2 - t_1 = rC \ln(1 + r_1/r_2).$$

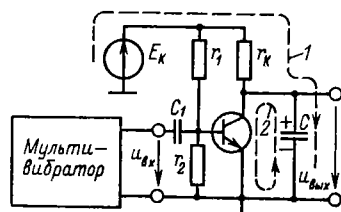


Рис. 10.108

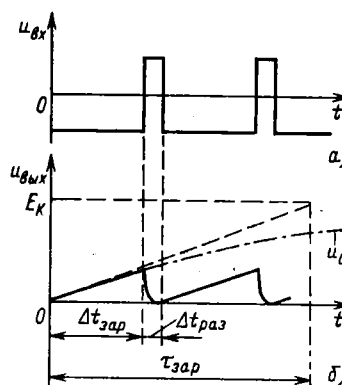


Рис. 10.109

В. Генератор линейно изменяющегося напряжения. Генераторы линейно изменяющегося напряжения входят в состав компараторов, устройств управления перемещением электронного луча по экрану осциллографа и т. д.

Простейший генератор линейно изменяющегося напряжения (рис. 10.108) содержит несимметричный мультивибратор, напряжение которого (рис. 10.109, а) используется для управления работой транзистора в ключевом режиме. В интервалах времени $\Delta t_{\text{зар}}$ транзистор закрыт и происходит зарядка конденсатора емкостью C через резистивное сопротивление r_K с большой постоянной времени $\tau_{\text{зар}} = r_K C$ от источника с ЭДС E_K (контур 1), в интервалах времени $\Delta t_{\text{раз}}$ транзистор открыт и происходит разрядка этого конденсатора с малой постоянной времени $\tau_{\text{раз}} \approx 0$ (контур 2).

При соблюдении условия $\Delta t_{\text{зар}} \ll \tau_{\text{зар}}$ напряжение на конденсаторе при его зарядке [см. (5.22)] изменяется практически по линейному закону (рис. 10.109, б).

10.24. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА С УСТОЙЧИВЫМИ СОСТОЯНИЯМИ. ТРИГГЕРЫ

Триггерами называются импульсные устройства с двумя устойчивыми состояниями, которым соответствуют различные значения напряжений на информационных выходах. Они применяются в счетчиках импульсов напряжения, делителях частоты следования импульсов напряжения и т. д.

По способу управления триггеры делятся на асинхронные и синхронные. В *асинхронных* триггерах переключение из одного устойчивого состояния в другое осуществляется под действием определенной совокупности импульсов напряжения на управляющих входах. В *синхрон-*

ных триггерах такое переключение возможно только при совпадении во времени определенной совокупности импульсов напряжения на управляющих входах и импульса напряжения на входе синхронизации.

Различают несколько типов триггеров: *RS*-, *D*-, *JK*-триггеры и др., названия которых отражают принятые обозначения для их управляющих входов. В современной схемотехнике триггеры обычно реализуются на основе логических элементов и выпускаются промышленностью в виде микросхем. Поэтому в дальнейшем ограничимся главным образом рассмотрением функциональных возможностей различных типов триггеров, пользуясь их условными изображениями. Наибольшее практическое применение имеют асинхронные (*RS*-) и синхронные (*D*- и *JK*-) триггеры.

RS-триггер (Reset—Set, т. е. сброс—установка) реализуется на основе логических элементов **ИЛИ—НЕ** на два входа (рис. 10.110, *а*), где обозначены прямой Q и инверсный $\bar{Q}$ информационные выходы. Работу *RS*-триггера иллюстрирует таблица истинности на рис. 10.110, *б*, где указаны значения сигналов на управляющих входах R и S в некоторый момент времени t и соответствующие им значения на выходе Q в момент времени $t + 1$ после окончания переходного процесса (рис. 10.110, *в*).

Состояние триггера сохраняется ($Q = Q^t$) при совокупности сигналов на входах $R = 0$ и $S = 0$ и не определено при $R = 1$ и $S = 1$. Последнее состояние запрещено.

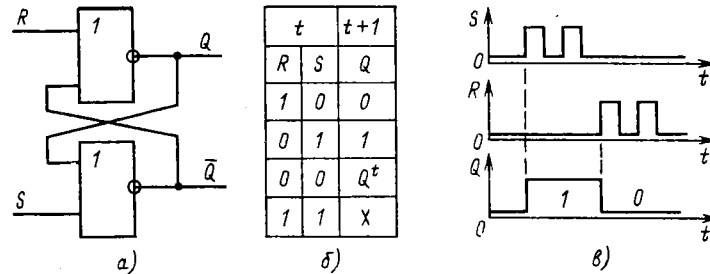


Рис. 10.110

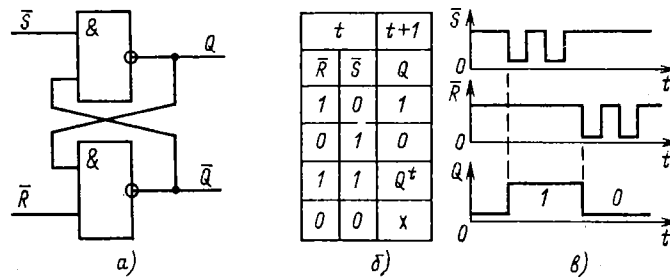


Рис. 10.111

RS -триггер с инверсными значениями сигналов на входах $\bar{R}$ и $\bar{S}$ реализуется на основе логических элементов И-НЕ. Его схема, таблица истинности и временная диаграмма приведены на рис. 10.111, а-в. Состояние триггера сохраняется при значениях сигналов на его входах $\bar{R} = 1$ и $\bar{S} = 1$ и не определено при $\bar{R} = 0$ и $\bar{S} = 0$. Последнее состояние запрещено.

Условные изображения RS -триггера с прямым и инверсным входами приведены на рис. 10.112, а и б. Кратковременным замыканием ключа K_1 или K_2 устанавливаются устойчивые состояния триггеров $Q = 1$ или $Q = 0$.

D -триггер имеет прямые (рис. 10.113, а) или инверсные (рис. 10.113, б) установочные входы R и S , один управляющий вход D и вход синхронизации C . Входы R и S называются установочными потому, что служат для предварительной установки D -триггера в состояние $Q = 1$ или $Q = 0$ аналогично представленному на рис. 10.112.

Сигнал на управляющем входе $D = 1$ или $D = 0$ устанавливает триггер в устойчивое состояние с одноименным значением на прямом информационном выходе $Q = 1$ или $Q = 0$ только при одновременном действии импульса положительной полярности на входе синхронизации. Обычно переключение триггера происходит в течение времени действия переднего фронта импульса синхронизации (рис. 10.113, в).

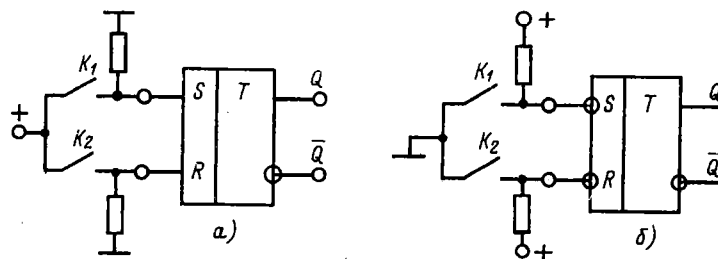


Рис. 10.112

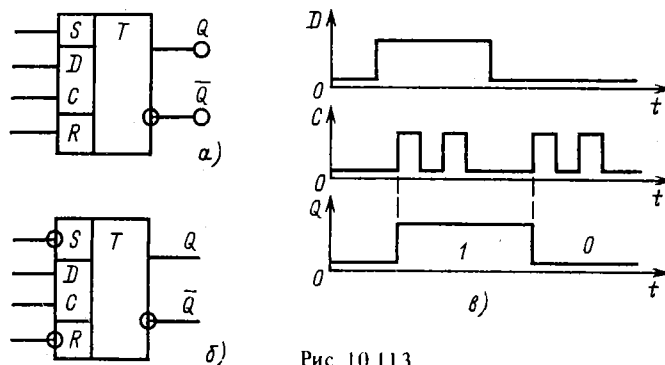


Рис. 10.113

JK-триггер имеет ряд преимуществ по сравнению с *RS*- и *D*-триггерами. Его условные изображения с прямыми или инверсными установочными входами *R* и *S* приведены на рис. 10.114, *а* и *б*, где обозначено: *J* и *K* управляющие входы, *C* – вход синхронизации.

Рассмотрим правила работы *JK*-триггера, положив, что его исходное состояние установлено.

1. Если $J = 1$ и $K = 0$, то в течение времени действия переднего фронта импульса синхронизации положительной полярности триггер установится в состояние $Q = 1$ (рис. 10.115, *а*).

2. Если $J = 0$ и $K = 1$, то в течение времени действия переднего фронта импульса синхронизации положительной полярности триггер установится в состояние $Q = 0$ (рис. 10.115, *б*).

3. Если $J = 1$ и $K = 1$, то независимо от своего исходного состояния Q триггер будет переключаться в течение времени действия переднего фронта импульса синхронизации положительной полярности. При этом частота изменения напряжения на выходе триггера будет в 2 раза меньше частоты импульсов синхронизации (рис. 10.115, *в*).

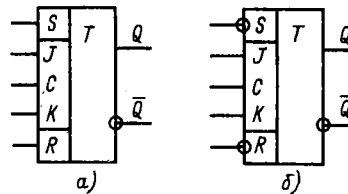


Рис. 10.114

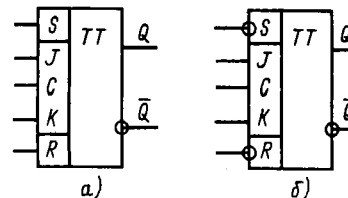


Рис. 10.116

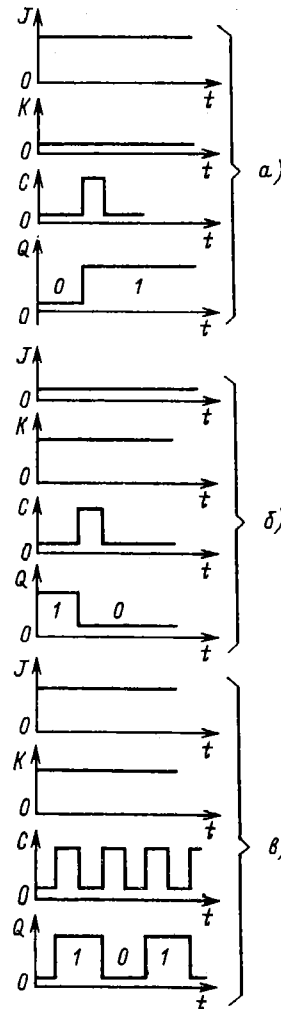


Рис. 10.115

4. Если $J = 0$ и $K = 0$, то исходное состояние Q триггера под действием импульса синхронизации не изменится.

На практике часто встречаются двухступенчатые JK -триггеры, что отражается в их условном обозначении TT , с прямыми или инверсными установочными входами R и S (рис. 10.116, а и б). Правила их работы отличаются от описанных выше (рис. 10.115) тем, что изменение состояния триггера происходит не в течение времени действия переднего фронта импульса синхронизации, а в течение времени действия его заднего фронта.

10.25. ЛОГИЧЕСКИЕ АВТОМАТЫ С ПАМЯТЬЮ

Логическими автоматами с памятью, или последовательными логическими устройствами, называются устройства, логические значения на выходах которых определяются как совокупностью логических значе-

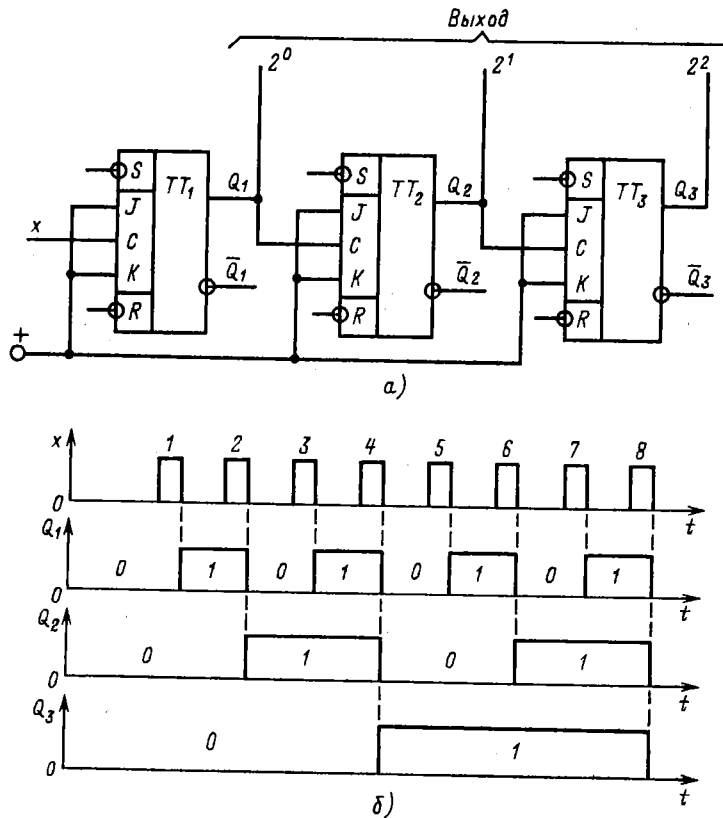


Рис. 10.117

ний на входах в данный момент времени, так и состоянием автомата по результатам его предшествующей работы. Запоминание предшествующих состояний обычно выполняется при помощи триггеров.

Типичными примерами логических автоматов с памятью являются счетчики импульсов и регистры.

Рассмотрим работу трехразрядного счетчика (рис. 10.117, а) на основе двухступенчатых JK -триггеров (рис. 10.116, б) с представлением результата счета в двоичной системе счисления.

Перед началом работы счетчика все его разряды устанавливаются в состояние $Q_1 = Q_2 = Q_3 = 0$. В момент окончания первого счетного импульса триггер младшего разряда TT_1 переключается, а состояние триггеров старших разрядов TT_2 и TT_3 не изменяется, т. е. значение двоичного числа на выходе счетчика равно $Q_3Q_2Q_1 = 001$. В момент окончания второго счетного импульса триггер TT_1 снова переключается и логическое значение выхода младшего разряда изменяется с 1 на 0. Поэтому одновременно переключится и триггер TT_2 , т. е. $Q_3Q_2Q_1 = 010$. Далее переключение триггеров происходит аналогично, так что число импульсов на входе счетчика соответствует числу в двоичной системе счисления на его выходе (рис. 10.117, б).

Регистрами называются устройства для приема, хранения, передачи и преобразования информации, представленной обычно в двоичной системе счисления. На рис. 10.118, а в качестве примера приведена схема трехразрядного регистра сдвига. Предварительно подачей сиг-

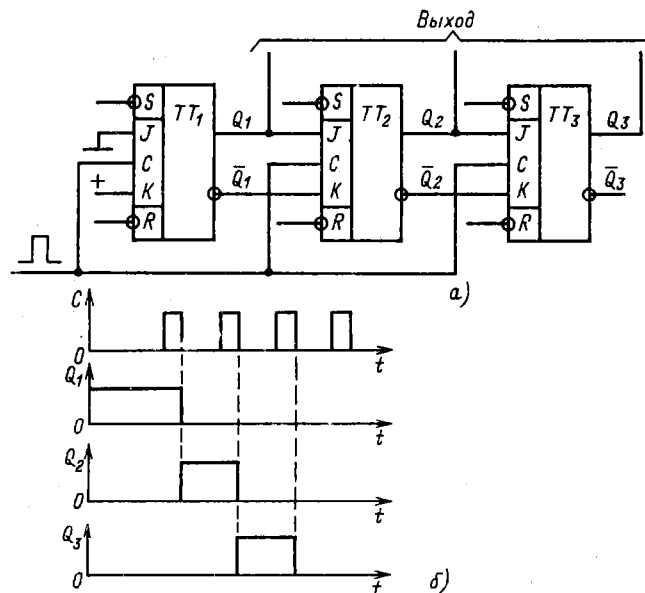


Рис. 10.118

налогов на установочные входы R и S все триггеры устанавливаются в состояние $Q_1 = Q_2 = Q_3 = 0$.

Установим далее триггер TT_1 в состояние $Q = 1$. При этом состояние регистра определится совокупностью значений $Q_1 Q_2 Q_3 = 100$. Под действием первого импульса синхронизации состояние регистра изменится на $Q_1 Q_2 Q_3 = 010$, под действием второго импульса синхронизации — на $Q_1 Q_2 Q_3 = 001$ и т. д. (рис. 10.118, б).

10.26. ЛОГИЧЕСКИЕ АВТОМАТЫ БЕЗ ПАМЯТИ

Логическими автоматами без памяти, или комбинационными устройствами, называются устройства, логические значения выходов которых однозначно определяются совокупностью логических значений на входах в данный момент времени. К логическим автоматам без памяти относятся дешифраторы, шифраторы, мультиплексоры, демультиплексоры, сумматоры и другие устройства цифровой техники. Элементарной базой для их реализации служат логические элементы.

Дешифратором называется устройство, вырабатывающее сигнал 1 только на одном из своих 2^n выходов в зависимости от кода двоичного числа на n входах. На рис. 10.119, а и б приведены условное изображение дешифратора на $n = 2$ входа, $2^n = 4$ выхода и его таблица истинности.

Шифраторы выполняют функцию, обратную дешифраторам.

Мультиплексором называется устройство для коммутации одного из 2^m информационных входов на один выход. Для реализации необходимой коммутации мультиплексор имеет кроме информационных входов также m адресных входов. Значение числа в двоичном коде на адресных входах определяет адрес коммутируемого информационного входа.

Условное изображение мультиплексора с двумя адресными $m = 2$ (y_1 и y_2) и четырьмя информационными $2^m = 4$ (x_1, x_2, x_3, x_4) входами, а также его таблица истинности приведены на рис. 10.120, а и б.

Демультиплексоры выполняют функцию, обратную мультиплексорам.

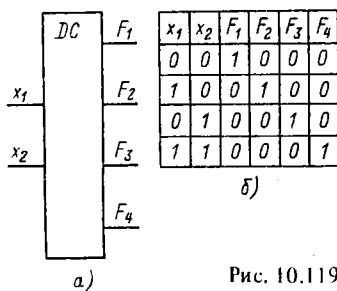


Рис. 10.119

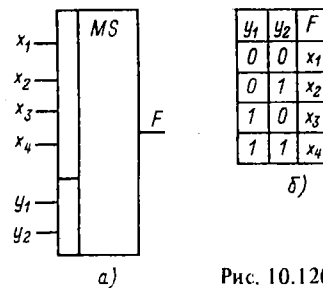


Рис. 10.120

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) преобразуют информацию о сигнале в аналоговой форме, т. е. о напряжении, непрерывном во времени, в информацию о нем в форме цифрового кода — обычно в двоичной системе счисления. Они применяются, например, в АСУ технологическими процессами для ввода информации в управляющую ЭВМ от датчиков состояния объекта управления.

Различают последовательные и параллельные АЦП. Рассмотрим как наиболее распространенные параллельные АЦП.

На рис. 10.121, а приведена принципиальная схема параллельного АЦП на два разряда $m = 2$ на основе $2^m - 1 = 3$ компараторов (см. рис. 10.96). Опорные напряжения для компараторов задаются источником постоянной ЭДС E_0 и делителем напряжения на резисторах. Работу преобразователя при значении ЭДС $E_0 = 3$ В и опорных напряжениях компараторов 0,5; 1,5 и 2,5 В иллюстрирует рис. 10.121, б. Если значение ЭДС преобразуемого сигнала $e_c < 0,5$ В, то напряжения

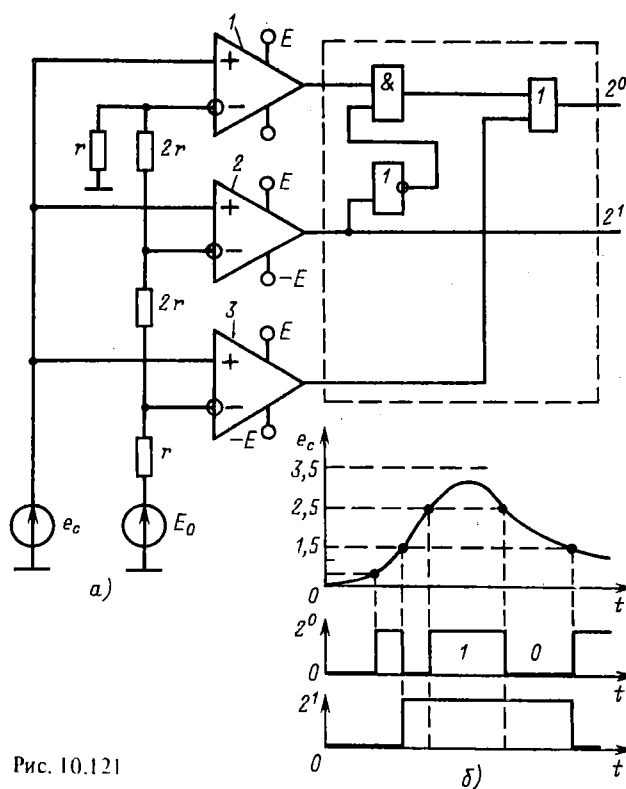


Рис. 10.121

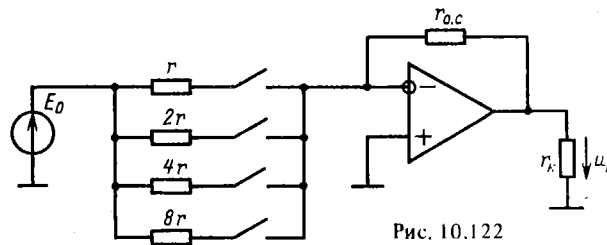


Рис. 10.122

на выходах всех компараторов имеют отрицательные значения (см. рис. 10.97) и цифровой код на выходе преобразователя равен 00. При увеличении напряжения преобразуемого сигнала сначала в интервале $0,5 \text{ В} \leq e_c \leq 1,5 \text{ В}$ изменится значение напряжения с отрицательного на положительное на выходе только компаратора 1, затем при $1,5 \leq e_c \leq 2,5 \text{ В}$ — компараторов 1 и 2 и, наконец, при $2,5 \text{ В} \leq e_c$ — всех компараторов. Устройство на основе логических элементов НЕ, И и ИЛИ, показанное на рис. 10.121, а внутри штриховой линии, преобразует совокупность сигналов с выходов компараторов в цифровой код.

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) преобразуют цифровой двоичный код в аналоговое выходное напряжение. Это позволяет, например, использовать цифровой двоичный код для управления работой исполнительных механизмов, таких как электрические двигатели, реле, выключатели и т. д.

Имеется несколько типов ЦАП. Здесь рассмотрим ЦАП с двоично-взвешенными сопротивлениями на основе инвертирующего сумматора напряжений (см. рис. 10.82).

На рис. 10.122 показана принципиальная схема четырехразрядного ЦАП с двоичными весами сопротивлений резисторов в цепях разрядов. Сопротивление цепи старшего разряда равно r , младшего разряда — $8r$. Напряжение на выходе ЦАП при $u_{ck} = E_0$ по (10.40)

$$u_n = - \left(\frac{r_{o.c}}{r} + \frac{r_{o.c}}{2r} + \frac{r_{o.c}}{4r} + \frac{r_{o.c}}{8r} \right) E_0 = K_u E_0,$$

где наличие или отсутствие слагаемых в выражении для коэффициента усиления напряжения K_u совпадает с включенным или выключенным ключом в цепи соответствующего разряда. Ключами обычно служат транзисторы (см. рис. 10.98, а), базовые цепи которых подключаются к источнику цифровых сигналов в двоичной системе счисления.

10.28. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

В ряде случаев управление током в цепи целесообразно осуществить при помощи полупроводникового прибора, в котором конструктивно объединены источник и приемник излучения — оптопара. Условные

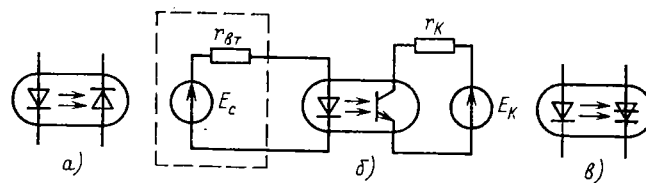


Рис. 10.123

изображения на схемах электрических цепей диодной, транзисторной и тиристорной оптопар приведены на рис. 10.123, а–в. Главным достоинством оптопар является отсутствие электрической связи между управляющей и управляемой цепями. Оптопары работают в качестве управляемых ключей (рис. 10.123, б), реле, коммутаторов и т. д.

10.29. ПРОГРАММИРУЕМЫЕ УСТРОЙСТВА. МИКРОПРОЦЕССОРЫ

Программируемые цифровые и логические устройства представляют собой универсальные технические средства для создания электронных устройств различного назначения.

Они основаны на применении *арифметико-логического устройства* (АЛУ), выполняющего арифметические и логические операции над входными величинами A и B в двоичном коде в зависимости от сигналов на управляющих входах M, S_0, S_1, S_2, S_3 , и на переносе P_0 из внешних цепей (рис. 10.124, а). Результат операции определяется совокупностью сигналов на выходах F и переноса P_4 из старшего

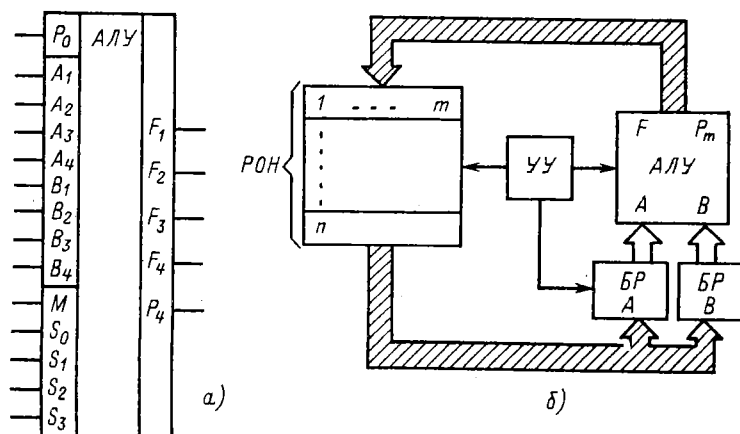


Рис. 10.124

разряда. При $M = 0$ выполняются арифметические (сложение A и B , сложение A и B с добавлением P_0 в младший разряд и т. д.), а при $M = 1$ — логические ($F = \bar{A}$, $F = \bar{B}$ и т. д.) операции. Комбинация сигналов $S_0 \dots S_3$ определяет, какая именно операция выполняется.

Несмотря на разнообразие операций, выполняемых АЛУ, им присущи недостатки: отсутствуют операции умножения, деления и т. д. Эта ограниченность преодолена в микропроцессорах.

Микропроцессор (МП) — это информационное устройство, которое по программе, задаваемой управляющими сигналами, обрабатывает информацию, т. е. реализует операции: арифметические, логические, ввода, вывода и т. д.

Упрощенная структурная схема одного из МП (рис. 10.124, б) состоит из АЛУ и совокупности n параллельных регистров по m разрядам общего назначения (РОН) для хранения двоичных чисел, используемых в процессе вычислений. В состав МП входят также два параллельных буферных регистра (БР), предназначенных для кратковременного хранения чисел A и B во время выполнения операции АЛУ, и устройство управления (УУ), которое задает режимы работы всех элементов МП.

При работе МП числа A и B , над которыми выполняется операция, передаются по магистрали последовательно из РОН на буферные регистры $БРА$ и $БРВ$. Затем по команде АЛУ производит указанную операцию, а результат ее по внутренней магистрали передается в РОН. Обычно для этой цели выделяется специальный регистр РОН, называемый *аккумулятором*, в котором ранее записанное число стирается. Например, сложение трех чисел выполняется таким образом: сначала складываются два первых числа и результат записывается в РОН. Затем в АЛУ поступают результат этого сложения и третье число, вычисляется окончательный результат и записывается в РОН.

Последовательность выполнения операций практически не ограничивает функциональные возможности МП. Однако эффективность применения МП значительно возрастает, если его снабдить дополнительными устройствами для хранения информации и обмена ею с внешними устройствами.

МикроЭВМ — это устройства на основе МП, а также запоминающих устройств (ЗУ), устройств управления и средств связи с периферийными устройствами (интерфейс). Управляющая микроЭВМ должна иметь средства сопряжения с объектом управления: датчики, АЦП, ЦАП. Совокупность микроЭВМ и средств сопряжения образует *микропроцессорную систему*.

Структурная схема микроЭВМ (рис. 10.125) содержит устройства ввода (УВв) и вывода (УВыв), порты ввода и вывода, центральный МП с АЛУ, устройством управления и регистрами общего назначения, а также постоянные (ПЗУ) и оперативные (ОЗУ) запоминающие устройства.

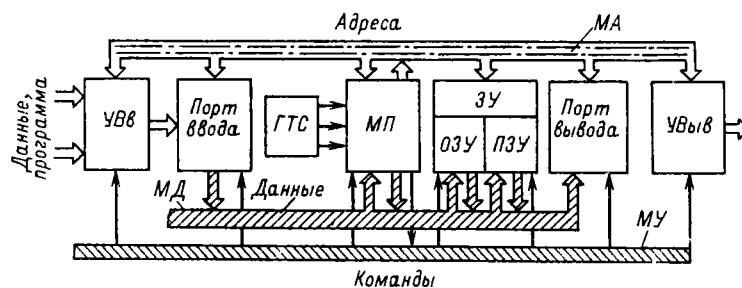


Рис. 10.125

В качестве УВВ служат магнитные головки, телетайпы, АЦП; в качестве УВВ — дисплей, печатающие устройства, ЦАП и т. п. Порты ввода и вывода предназначены для кратковременного хранения информации в процессе ввода, вывода и переключения каналов.

Входная информация делится на *данные*, над которыми выполняются операции, и *программу*, т. е. последовательность команд, описывающих выполняемые операции. Данные и программа задаются совокупностью слов разной длины в виде двоичных чисел с числом разрядов, кратным 8 (1 байт).

Данные УВВ поступают в порт ввода. Сигналы управления выбирают необходимый порт, обеспечивают запись данных, временное хранение в порте, а затем их передачу в магистраль данных, состоящих из совокупности m проводящих линий, обеспечивающих передачу m -разрядного слова. При магистральной организации связей элементы микроЭВМ подключаются к единой магистрали через буферные усилители, которые могут находиться в одном из трех состояний:

- 1) передача данных в магистраль;
- 2) прием данных из магистрали;
- 3) отключение от магистрали.

Сигналами управления можно отдельные элементы микроЭВМ поставить в режим передачи информации в магистраль, другие — в режим приема информации, остальные — отключить. Кроме магистрали данных (МД) есть еще и магистраль управления (МУ).

Для того чтобы работа МП не зависела от быстродействия УВВ, данные и программа перед ее выполнением записываются в ОЗУ микроЭВМ. Объем ОЗУ для микроЭВМ составляет единицы и десятки килобайт ($1 \text{ Кбайт} = 2^{10} \text{ байт}$, т. е. 1024 восьмиразрядных слова). Кроме того, может подключаться внешняя память, например в виде устройств с гибкими магнитными дисками.

Последовательность работы МП:

- 1) считывание команды из памяти; номер ячейки памяти, где хранится первая команда, заносится в счетчик команд; после выполнения

команды число в счетчике автоматически увеличивается на 1, что обеспечивает последовательность выполнения команд программы;

2) при каждом положении счетчика команд происходит считывание из памяти следующей информации: кода операции, которая выполняется по данной команде, и числа или его адреса, над которым команда выполняется;

3) выполнение команды.

После выполнения команды "считывание" выполняется команда из следующей ячейки памяти, и цикл повторяется.

Устройство управления при помощи генератора тактовых сигналов (ГТС) обеспечивает требуемую последовательность работы элементов для выполнения команды. Выполнение одной команды происходит за несколько машинных циклов, каждый из которых содержит несколько периодов работы ГТС.

Команды в МП представляются в виде многоразрядных двоичных слов, например команда "Послать в РОН содержимое ячейки памяти с номером 15488" выглядит так:

$\underbrace{0011}_{1} \underbrace{1010}_{2} \underbrace{1000}_{3} \underbrace{0000}_{3},$

где первый байт – это код операции, содержимое второго и третьего байтов – код номера ячейки памяти (15 488 в двоичном коде).

Записи программ проще на языке Ассемблер, который допускает запись команд с клавиатуры или перфоленты в форме, отражающей их смысловое содержание. Например, команда ADD – сложение, MOV – передача данных и т. п. Перевод языка Ассемблер на язык двоичных кодов производится специальной программой, которая размещается, например, в ПЗУ микроЭВМ.

Аналогично можно применять для программирования на микроЭВМ языки высокого уровня: ФОРТРАН, ПЛ и др. При этом, однако, упрощение программирования сопровождается увеличением времени трансляции и необходимого объема памяти машины. Для управляющих микроЭВМ, встроенных в различные устройства и работающих в реальном масштабе времени, такое программирование, как правило, неприемлемо.

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

11.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ

Различают электронные и газоразрядные электровакуумные приборы.

Электронными называют приборы, в которых ток представляет собой движение электронов практически в вакууме (10^{-5} – 10^{-4} Па), причем их движение происходит без столкновений с молекулами газа (при указанных разрежениях 10^8 – 10^9 молекул в 1 см^3).

Газоразрядными называют приборы с электрическим разрядом в газе или парах металлов. Эти приборы и основные процессы в них будут рассмотрены в дальнейшем.

К электронным приборам относятся: электронные лампы — диоды, триоды, пентоды и пр.; электронно-лучевые приборы — кинескопы, телевизионные, осциллографические и запоминающие трубки и пр.; электронные сверхвысокочастотные приборы — клистроны, магнетроны и др.

Для создания внутри прибора между электродами (в вакууме) потока электронов необходима *электронная эмиссия*. Так принято называть выход свободных электронов в вакуум или в газ из твердых или жидких материалов. Работа выхода, например, для платины 5,32 эВ, вольфрама 4,60 эВ, ртути 4,52 эВ, меди 4,26 эВ, тория 3,35 эВ, цезия 1,81 эВ.

В зависимости от того, как получает материал эту энергию, различают следующие виды электронной эмиссии: термоэлектронную, вторичную электронную, фотоэлектронную и автоэлектронную. В электронных лампах, электронно-лучевых приборах и большинстве других электровакуумных приборов используется явление *термоэлектронной эмиссии* — испускание электронов телом при нагревании.

11.2. ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ И ИНДИКАТОРЫ

Диод по своему устройству — простейшая из электронных ламп. Его основные части (рис. 11.1): стеклянный (или металлический) баллон, откачанный до высокого вакуума, и два электрода — анод и катод, помещенные внутри баллона. *Катод (Кат)* прямого накала у электронных ламп представляют собой металлическую нить (проволоку), форма которой зависит от конструкции данного прибора. Она закрепляется держателями или натягивается одной или несколькими пружинами. Никелевый или молибденовый *анод (А)* имеет цилиндрическую или коробчатую форму и охватывает катод.

Катод прямого канала обычно нагревается постоянным током от источника низкого напряжения (2–30 В). Использование для этой цели переменного тока промышленной частоты 50 Гц может вызвать изменение температуры катода, а следовательно, и тока в диоде с удвоенной частотой (см. рис. 2.29, а), что в некоторых случаях недопустимо. От этого недостатка свободны подогревные катоды, в которых нить подогревателя отделена от катода изолирующим нагревостойким материалом.

Чтобы направить эмитированные катодом электроны к аноду, необходимо создать между катодом и анодом электрическое поле, направленное от анода к катоду. В простейшем случае для этой цели может служить аккумуляторная батарея напряжением 20–100 В. Отрицательный полюс батареи должен быть соединен с катодом, положительный полюс — с анодом. Под действием сил электрического поля эмитируемые катодом электроны движутся к аноду, образуя ток в вакуумном промежутке.

На рис. 11.2 показаны вольт-амперные характеристики диода — зависимость анодного тока I_A от напряжения U_A между анодом и катодом при разных токах накала $I_{нак}$.

Основными параметрами электровакуумных диодов, так же как и полупроводниковых диодов (см. § 10.3), служат допустимые прямое напряжение $U_{пр}$ и прямой ток $I_{пр}$, обратное напряжение $U_{обр}$ и обратный ток $I_{обр}$.

Основным назначением электровакуумных диодов является выпрямление переменного тока. В зависимости от назначения электровакуумные диоды делятся на две группы: *кенотроны* — электровакуумные диоды большой мощности, предназначены для работы в выпрямителях источников питания; *детекторные диоды* — электровакуумные приборы малой мощности, предназначены для работы в выпрямителях переменного тока высокой частоты, в том числе при детектировании радиосигналов.

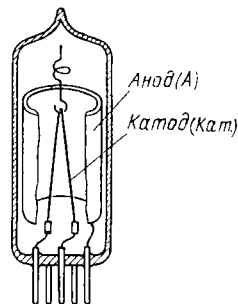


Рис. 11.1

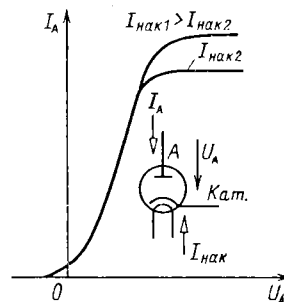


Рис. 11.2

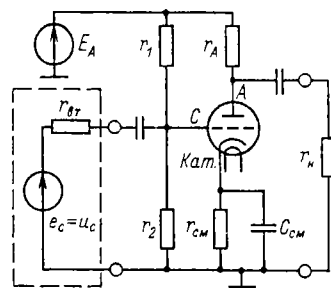


Рис. 11.3

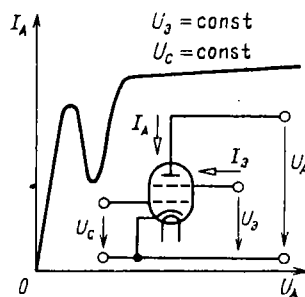


Рис. 11.4

Трехэлектродная лампа — *триод* — отличается от диода тем, что между катодом и анодом находится промежуточный электрод — *управляющая сетка C*. Название объясняется тем, что в первых электровакуумных триодах и в настоящее время в триодах большой мощности этот электрод выполняется в виде металлической сетки. В современных лампах сетка выполняется в виде проволоочной спирали. Посредством малого изменения напряжения между управляющей сеткой и катодом можно получить значительное изменение потока электронов между катодом и анодом, т. е. анодного тока. Усилительное действие управляющей сетки объясняется тем, что она расположена значительно ближе к катоду, чем анод, и частично экранирует катод от действия электрического поля анода.

Электровакуумный триод может быть включен по схеме с общим катодом, с общим анодом и с общей сеткой аналогично трем схемам полупроводникового транзистора. Однако наибольшее практическое распространение имеет схема включения электровакуумного триода с общим катодом (рис. 11.3), подобная схеме включения транзистора с ОЭ (см. рис. 10.62).

К основным достоинствам электровакуумного триода, так же как и других электровакуумных приборов, относится большая стабильность их параметров к внешним воздействиям (в первую очередь температуре), чем у функционально аналогичных полупроводниковых приборов.

Для уменьшения связи между цепями управления и нагрузки через емкость между анодом и управляющей сеткой и ослабления действия других нежелательных явлений применяются тетроды и пентоды.

Тетрод — это четырехэлектродная электронная лампа, которая отличается от электровакуумного триода наличием экранирующей сетки, конструктивно расположенной между анодом и управляющей сеткой (рис. 11.4). Напряжение между экранирующей сеткой и катодом U_g поддерживается неизменным и равным 15–100% номинального значения анодного напряжения U_A .

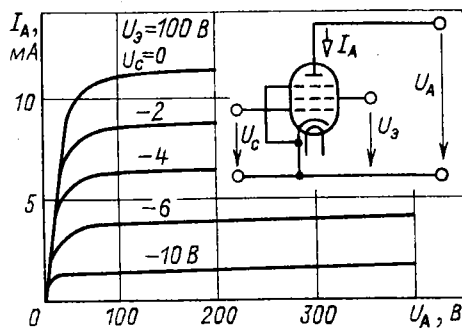


Рис. 11.5

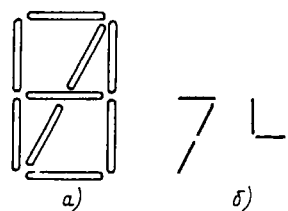


Рис. 11.6

В отличие от тетрода *пентод* имеет третью сетку, расположенную между экранирующей сеткой и анодом. Обычно эта сетка соединяется непосредственно с катодом (рис. 11.5).

Включение тетрода и пентода в цепь усилителя аналогично включению электровакуумного триода.

Электровакуумные индикаторы содержат последовательно расположенные один за другим катод, управляющую сетку и несколько анодов (рис. 11.6, а). Аноды размещаются в одной плоскости и выполняются в виде совокупности знаков синтезирующих элементов, покрытых люминофором и имеющих отдельные выводы. При положительном относительно катода потенциале управляющей сетки электроны попадают на те элементы анода, к которым приложено положительное относительно катода напряжение (рис. 11.6, б), вызывая свечение люминофора.

11.3. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ПРИБОРАХ

Разреженный газ, наполняющий предварительно откачанный до вакуума баллон прибора, при ионизации значительно уменьшает электрическое сопротивление промежутка между электродами в баллоне, что и используется в газоразрядных приборах.

Давление газа (или паров ртути) в баллоне прибора должно быть мало — в большинстве приборов порядка $10^{-1} - 10^3$ Па. Это необходимо для того, чтобы средний свободный (т. е. без столкновений) пробег электронов в таком разреженном газе был достаточно большим. При таком пробеге даже при невысоких напряженностях электрического поля электроны приобретают энергию, необходимую для неупругого взаимодействия с атомами или молекулами газа или пара. При таком взаимодействии в отличие от упругого происходят возбуждение и ионизация атомов газа или паров, т. е. создаются дополнительные свободные электроны и положительные ионы.

Скорость движения электронов во много раз больше скорости движения относительно тяжелых положительных ионов; поэтому и в газоразрядных приборах основными носителями тока остаются свободные электроны. Доля тока, образуемого движением положительных ионов, составляет обычно менее одной десятой общего тока через разрядный промежуток. Полезная роль положительных ионов заключается в том, что их заряды нейтрализуют объемный отрицательный заряд электронов. В разрядном промежутке образуется плазма — среда, для которой характерна высокая концентрация одинакового числа зарядов обоих знаков (примерно 10^9 – 10^{12} пар зарядов в 1 см^3). Проводимость газовой плазмы близка к проводимости металлов, благодаря чему в газоразрядном приборе ток может достигать больших значений при малом напряжении между электродами.

Вследствие ионного характера проводимости процессы в приборе инерционные, что существенно отличает газоразрядные приборы от электронных. После снятия анодного напряжения часть ионов и электронов в баллоне в течение времени деионизации рекомбинирует, т. е. соединяется в нейтральные атомы газа у стенок баллона. Задержка деионизации делает газоразрядные приборы непригодными для работы в цепях токов высокой частоты.

Электрический разряд в газах может быть самостоятельным и самостоятельным. Для возникновения и поддержки *несамостоятельного разряда* необходим вспомогательный источник энергии, создающий носители зарядов в газовой среде, — так называемый ионизатор. Например, самостоятельный разряд возникает в результате термоэлектронной эмиссии нагреваемого катода. Для возникновения и поддержания *самостоятельного разряда* требуется только электрическое поле в газоразрядном промежутке.

В газоразрядных приборах может быть разряд двух видов: *дуговой* и *тлеющий*.

11.4. ПРИБОРЫ ДУГОВОГО РАЗРЯДА

Мощность цепи нагрузки газоразрядного прибора дугового разряда при равных габаритах в несколько раз больше, чем электронного. По этой причине практически управляемые приборы дугового разряда могут служить для непосредственного управления различного рода исполнительными механизмами.

Несамостоятельный дуговой разряд имеет место в газотроне и тиратроне, самостоятельный дуговой разряд — в игнитроне и ртутном вентиле. Последние применяются в выпрямительных устройствах большой мощности.

По устройству *тиратрон* — это триод, баллон которого заполнен сильно разреженным инертным газом или парами ртути. Условное обозначение тиратрона и его вольт-амперные характеристики показаны на

Рис. 11.7

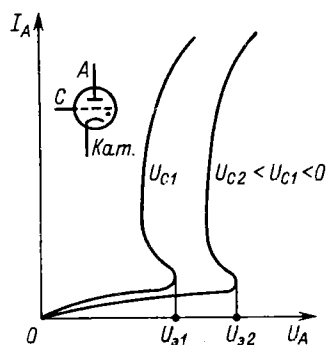


рис. 11.7. В основном своем варианте тиратрон — прибор с подогревным катодом и несамостоятельным дуговым разрядом. Этот разряд возникает при определенном значении анодного напряжения — *напряжении зажигания* U_z . Напряжение зажигания тиратрона можно регулировать изменением напряжения между управляющей сеткой и катодом.

Отрицательный потенциал управляющей сетки относительно катода повышает напряжение зажигания, а положительный понижает. Пока тиратрон не зажегся, анодный ток I_A относительно мал. При зажигании тиратрона начинается ионизация газа. Как только в приборе устанавливается дуговой разряд, напряжение управляющей сетки перестает влиять на значение анодного тока. Положительные ионы газа обволакивают управляющую сетку и компенсируют ее отрицательный заряд.

Вольт-амперные характеристики тиратрона (рис. 11.7) подобны вольт-амперным характеристикам тиристора (см. рис. 10.26, а). Это определяет и общность их применения в качестве управляемых бесконтактных ключей.

11.5. ПРИБОРЫ ТЛЕЮЩЕГО РАЗРЯДА

Тлеющий разряд используется в газоразрядных приборах малой мощности. Несамостоятельный тлеющий разряд имеет место в газоразрядном стабилизаторе, самостоятельный тлеющий разряд — в декатроне. Декатрон представляет собой многоэлектродный переключающий прибор для коммутации малых токов.

Газоразрядный стабилизатор — это двухэлектродный прибор, в котором возникает несамостоятельный тлеющий разряд в среде инертного газа при термоэлектронной эмиссии катода. На рис. 11.8 показаны условное изображение газоразрядного стабилизатора и его типовая

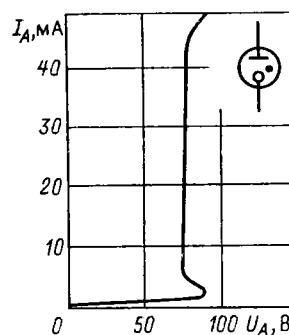


Рис. 11.8

вольт-амперная характеристика. Газоразрядный стабилитрон применяется для стабилизации напряжения в электрических цепях подобно полупроводниковому стабилитрону (см. рис. 10.13, б).

11.6. ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

В электровакуумных фотоэлектронных приборах используется явление фотоэлектронной эмиссии, которое заключается в том, что при облучении тела потоком энергии излучения (поток света) оно может испускать во внешнюю среду электроны. В электровакуумных фотоэлектронных приборах (фотоэлементах и фотоэлектронных умножителях) для этой цели служит фотокатод.

Фотоэлементом называется прибор, электрические свойства которого изменяются под действием падающего на фотокатод излучения. Электроды фотоэлемента — анод и катод — помещены в стеклянный баллон. В зависимости от степени разрежения газа в баллоне различают электронные (давление 10^{-5} – 10^{-4} Па) и газоразрядные (давление 10^{-1} – 10^{-3} Па) электровакуумные фотоэлементы. Фотокатодом служит слой щелочноземельного металла, нанесенного на подложку из серебра. Последняя осаждена непосредственно на внутренней стороне стекла баллона и соединена с соответствующим выводом. Покрытая серебром большая часть баллона образует с внешней стороны характерную зеркальную поверхность. В последней оставлено оконце для светового потока, направленного внутрь баллона на активную поверхность фотокатода. Анод выполняется часто в виде проволочного кольца, помещенного перед катодом (рис. 11.9). Чтобы получить ток в фотоэлементе, нужно воздействовать на освобождаемые светом электроны электрическим полем, т. е. необходим источник постоянного анодного напряжения.

Вольт-амперная характеристика $I(U_A)$ электронного фотоэлемента (рис. 11.10, а) напоминает вольт-амперную характеристику электровакуумного диода (см. рис. 11.2). Сначала, при малых значениях анод-

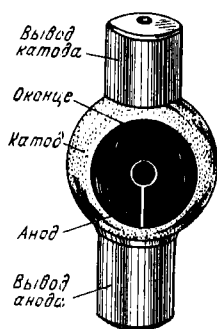


Рис. 11.9

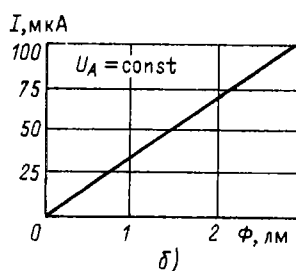
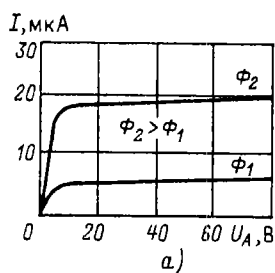


Рис. 11.10

ного напряжения, ток I растет вместе с увеличением анодного напряжения. При некоторой освещенности фотокатода все электроны эмиссии достигают анода (ток насыщения), при дальнейшем повышении анодного напряжения ток фотоэлемента практически не изменяется. Ток насыщения зависит лишь от фотоэлектронной эмиссии, а следовательно, только от освещенности фотокатода. Это — ценное качество электронного фотоэлемента. Зависимость тока насыщения от светового потока Φ — *световая характеристика* электронного фотоэлемента — линейна (рис. 11.10, б), что является следствием закона Столетова.

Чувствительность фотоэлемента определяется отношением изменения его тока насыщения к изменению светового потока: $S = dI/d\Phi$, она относительно мала (20–80 мкА/лм). Чувствительность можно увеличить, если после откачки в баллон ввести сильно разреженный инертный газ. При работе такого *газоразрядного фотоэлемента* электроны эмиссии ионизируют газ и поток электронов от катода к аноду усиливается. Газовое наполнение увеличивает чувствительность фотоэлемента примерно в 5 раз.

К недостаткам газоразрядных фотоэлементов следует отнести нелинейность световой характеристики и некоторую инерционность при работе, в то время как электронный фотоэлемент практически безынерционен.

Даже при газовом наполнении ток фотоэлементов в большинстве случаев недостаточен для приведения в действие исполнительных механизмов, поэтому фотоэлементы часто применяются с ламповыми или полупроводниковыми (рис. 11.11) усилителями. Пока фотоэлемент не освещен, транзистор находится в закрытом состоянии под действием ЭДС E_B в цепи базы. При освещении фотоэлемента база соединяется с положительным полюсом ЭДС E_K , поэтому напряжение между базой и эмиттером становится положительным, транзистор открывается и ток коллектора возрастает до значения, достаточного для срабатывания исполнительного механизма *ИМ*.

Фотоэлектронным умножителем называется прибор, в котором ток фотоэлектронной эмиссии усиливается посредством вторичной

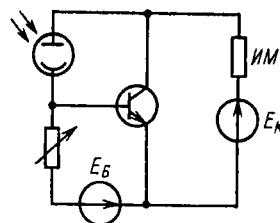


Рис. 11.11

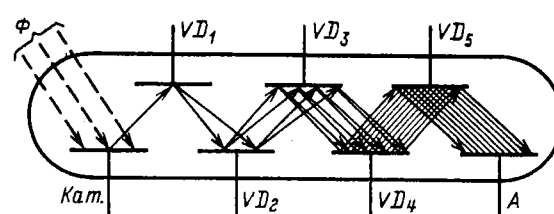


Рис. 11.12

электронной эмиссии. Поток электронов, освобождаемых под действием света фотокаатодом *Кат.*, электрическим, как на рис. 11.12 (или магнитным), полем направляется последовательно на ряд динодов — вспомогательных электродов. После каждого динода поток электронов увеличивается, так как добавляются вторичные электроны динода, освобождаемые ударами электронного потока. Таким образом, вследствие многократной вторичной эмиссии поток электронов у анода *A* оказывается во много раз больше потока фотоэлектронной эмиссии катода. Благодаря такому внутреннему усилению чувствительность фотоэлектронных умножителей чрезвычайно высока и достигает 1–10 А/лм. Однако не следует думать, что фотоэлектронные умножители рассчитаны на большие анодные токи — эти токи не превышают 10–15 мА. Их главная область применения — измерение силы света при очень малых освещенностях.

Глава двенадцатая

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

12.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Объектами *электрических измерений* являются все электрические и магнитные величины: ток, напряжение, мощность, энергия, магнитный поток и т. д.

Электроизмерительные устройства широко применяются и для измерения неэлектрических величин (температуры, давления и т. д.), которые для этой цели преобразуются в пропорциональные им электрические величины. Такие методы измерений известны под общим названием *электрических измерений неэлектрических величин*. Применение электрических методов измерений дает возможность относительно просто передавать показания приборов на дальние расстояния (телеизмерение), управлять машинами и аппаратами (автоматическое регулирование), выполнять автоматически математические операции над измеряемыми величинами, записывать (например, на ленту) ход контролируемых процессов и т. д.

По типу отсчетного устройства различают аналоговые и цифровые приборы. В аналоговых приборах измеряемая или пропорциональная ей величина непосредственно воздействует на положение подвижной части, на которой расположено отсчетное устройство. В цифровых приборах подвижная часть отсутствует, а измеряемая или пропорциональная ей величина преобразуется в числовой эквивалент, регистрируемый цифровым индикатором. Микропроцессоры позволяют существенно повысить производительность и точность измерительных приборов, придавая им дополнительные функции обработки результатов измерений.

Для исследования сложных объектов применяются автоматические измерительные системы, представляющие собой совокупность датчиков, измерительных и регистрирующих приборов, устройств их сопряжения (интерфейс) и управления.

12.2. МЕРЫ, ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

Измерение любой физической величины заключается в ее сравнении посредством физического эксперимента с принятым за единицу значением соответствующей физической величины, называемой мерой. Такое сравнение возможно при помощи либо прибора сравнения, либо прибора непосредственного отсчета, называемого также показывающим прибором. В последнем случае измеряемая величина определяется по шкале прибора, для градуировки которой необходима мера.

В зависимости от того, как получаются результаты измерения, различают измерения прямые, косвенные и совокупные.

Если результат измерения непосредственно дает искомое значение исследуемой величины, то такое измерение принадлежит к числу *прямых*, например измерение тока амперметром.

Если измеряемую величину приходится определять на основании прямых измерений других физических величин, с которыми измеряемая величина связана определенной зависимостью, то измерение относится к *косвенным*, как, например, измерение сопротивления элемента электрической цепи при измерении напряжения вольтметром и тока амперметром. Следует иметь в виду, что при косвенном измерении возможно существенное снижение точности по сравнению с точностью при прямом измерении из-за сложения погрешностей прямых измерений величин, входящих в расчетные уравнения.

В ряде случаев конечный результат измерения выводится из результатов нескольких групп прямых или косвенных измерений отдельных величин, от которых зависит исследуемая величина. Такое измерение называют *совокупным*. Например, к совокупным измерениям относится определение температурного коэффициента электрического сопротивления материала на основании измерения сопротивления материала при различных температурах.

В зависимости от способа применения приборов и мер принято различать следующие основные методы измерения: непосредственный, нулевой и дифференциальный.

При пользовании *методом непосредственного измерения* (или непосредственного отсчета) измеряемая величина определяется путем непосредственного отсчета показания измерительного прибора или непосредственного сравнения с мерой данной физической величины (измерение тока амперметром, измерение длины метром). В этом случае точность измерения определяется точностью показывающего прибора.

При измерении *нулевым методом* значение образцовой (известной) величины (или эффект ее действия) регулируется до равенства со значением измеряемой величины (или эффектом ее действия), которое фиксируется измерительным прибором. Прибор должен быть высокой чувствительности, он именуется *нулевым прибором* или *нуль-индикатором*. Точность измерения нулевым методом очень высока и в основном зависит от точности образцовых мёр и чувствительности нулевых приборов. Важнейшие среди нулевых методов электрических измерений – мостовые и компенсационные.

Еще бóльшая точность может быть достигнута при *дифференциальных методах* измерения. В этих случаях измеряемая величина уравнивается известной величиной не до полного равновесия, а путем прямого отсчета измеряется разность измеряемой и известной величин. Дифференциальные методы применяются для сравнения двух величин, значения которых мало различаются.

12.3. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ И КЛАССЫ ТОЧНОСТИ

Точность измерения характеризуется его возможными погрешностями. Эти погрешности при каждом конкретном измерении не должны превышать некоторого определенного значения. В зависимости от способа числового выражения различают погрешности абсолютные и относительные, а применительно к показывающим приборам – еще и приведенные.

Абсолютная погрешность ΔA – это разность между измеренным $A_{из}$ и действительным A значениями измеряемой величины:

$$\Delta A = A_{из} - A.$$

Например, амперметр показывает $A_{из} = 9$ А, а действительное значение тока $A = 8,9$ А, следовательно, $\Delta A = 0,1$ А.

Чтобы определить действительное значение величины, нужно к измеренному значению прибавить поправку – абсолютную погрешность, взятую с обратным знаком.

Точность измерения оценивается обычно не абсолютной, а *относительной погрешностью* – выраженным в процентах отношением абсолютной погрешности к действительному значению измеряемой величины:

$$\gamma_0 = (\Delta A / A) \cdot 100\%,$$

а так как разница между A и $A_{из}$ обычно относительно мала, то практически в большинстве случаев можно считать, что $\gamma_0 = (\Delta A / A_{из}) \cdot 100\%$. Для приведенного примера измерения тока относительная погрешность $\gamma_0 = (0,1/9) \cdot 100\% = 1,11\%$.

Однако оценивать по относительной погрешности точность показывающих приборов со стрелочным указателем неудобно. Дело в том, что абсолютная погрешность ΔA у них имеет обычно один и тот же порядок вдоль всей шкалы. При постоянной абсолютной погрешности ΔA с уменьшением измеряемой величины $A_{из}$ быстро растет относительная погрешность (рис. 12.1). Поэтому рекомендуется выбирать пределы измерения показывающего прибора так, чтобы отсчитывать показания в пределах второй половины шкалы, ближе к ее концу.

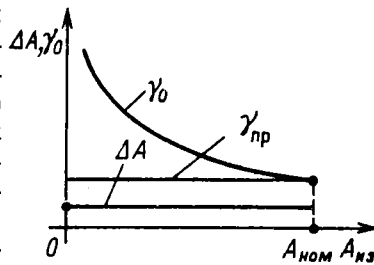


Рис. 12.1

Поэтому рекомендуется выбирать пределы измерения показывающего прибора так, чтобы отсчитывать показания в пределах второй половины шкалы, ближе к ее концу.

Для оценки точности самих показывающих измерительных приборов служит их *приведенная погрешность*. Так называется выраженное в процентах отношение абсолютной погрешности показания ΔA к $A_{ном}$ — номинальному значению, соответствующему наибольшему показанию прибора:

$$\gamma_{пр} = (\Delta A / A_{ном}) \cdot 100\%. \quad (12.1)$$

Если в рассмотренном примере предел измерения амперметра $A_{ном} = 10$ А, то приведенная погрешность $\gamma_{пр} = (0,1/10) \cdot 100\% = 1\%$.

Погрешности прибора обуславливаются недостатками самого прибора и внешними влияниями. Приведенная погрешность, зависящая лишь от самого прибора, называется *основной погрешностью*. Нормальные рабочие условия — это температура окружающей среды 20 °С (или та, которая обозначена на шкале прибора), нормальное рабочее положение прибора (указанное условным знаком на его шкале), отсутствие вблизи прибора ферромагнитных масс и внешних магнитных полей (кроме земного) и прочие нормальные условия (номинальные: напряжение, частота тока, синусоидальная форма кривой тока и т. д.).

Допускаемая основная погрешность электроизмерительного прибора определяет его класс точности. Обозначением класса точности служит допускаемая основная погрешность приборов, принадлежащих к этому классу: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5; 4. Принадлежность прибора к определенному классу указывает, что основная погрешность прибора на всех делениях шкалы не превышает значения, определяемого классом точности этого прибора (например, у прибора класса 1 допускаемая основная погрешность 1%). Отклонение внешних условий от нормальных вызывает *дополнительные погрешности*.

В зависимости от чувствительности к внешним магнитным или электрическим полям электроизмерительные приборы делятся на две кате-

Таблица 12.1. Условные обозначения на шкалах электроизмерительных приборов

Прибор трехфазного тока для неравномерной нагрузки фаз	
Прибор трехфазного тока с двухэлементным измерительным механизмом	
Защита от внешних магнитных полей, например 2 мТл	
Защита от внешних электрических полей, например 10 кВ/м	
Класс точности при нормировании погрешности в процентах диапазона измерения, например 1,5	1,5
То же при нормировании погрешности в процентах длины шкалы, например 1,5	
Горизонтальное положение шкалы	
Вертикальное положение шкалы	
Наклонное положение шкалы под определенным углом к горизонту, например 60°	
Направление ориентировки прибора в магнитном поле Земли	
Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением, например 2 кВ	
Прибор испытанию прочности изоляции не подлежит	
Осторожно! Прочность изоляции измерительной цепи по отношению к корпусу не соответствует нормам (знак выполняется красным цветом).	

гории: I – приборы менее чувствительные и II – приборы более чувствительные.

Для правильного применения электроизмерительного прибора важны его технические особенности. Эти особенности указываются на шкале прибора условными обозначениями, приведенными в табл. 12.1.

12.4. ПОТРЕБЛЕНИЕ ЭНЕРГИИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ ПРИБОРАМИ

Включение измерительного прибора в исследуемую электрическую цепь в некоторой степени изменяет ее режим работы. Это изменение вызывается тем, что работающий прибор потребляет определенную энергию. Поэтому при исследовании объектов малой мощности могут существенно исказиться результаты. Желательно, чтобы собственное потребление энергии измерительным прибором было возможно меньше.

Простейшим примером влияния собственного потребления энергии измерительными приборами на результаты измерения служит косвенное измерение сопротивления резистора (при постоянном токе) при помощи вольтметра и амперметра с вычислением по закону Ома. Для такого измерения возможны две схемы включения приборов.

В схеме на рис. 12.2 амперметр изменяет ток I в резисторе с сопротивлением r , а вольтметр — напряжение $U' = U + r_A I$, где r_A — сопротивление амперметра; U — напряжение на резисторе. Следовательно, на основании закона Ома определяется сумма сопротивлений резистора и амперметра:

$$U' / I = r' = r + r_A.$$

Действительное значение сопротивления резистора

$$r = r' (1 - r_A / r').$$

Очевидно, что ошибка измерения будет тем меньше, чем меньше сопротивление амперметра.

При измерении по схеме на рис. 12.3 вольтметр присоединен непосредственно к выводам резистора и показывает напряжение на резисторе, а амперметр измеряет сумму токов в резисторе и в цепи вольтметра: $I' = I + I_V$. Таким образом, в этом случае на основании показаний приборов определяется проводимость

$$g' = I' / U = g + g_V = 1/r + 1/r_V,$$

где r_V — сопротивление вольтметра.

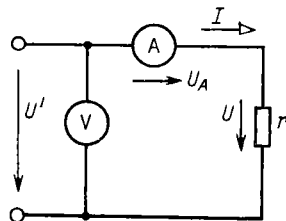


Рис. 12.2

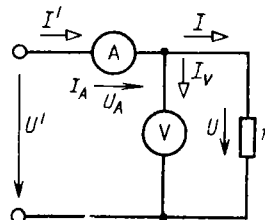


Рис. 12.3

Чтобы определить проводимость объекта измерения — резистора, нужно из найденной проводимости вычесть проводимость вольтметра:

$$g = g' - g_V = g' (1 - g_V/g'),$$

т. е.

$$r = r' / (1 - r'/r_V).$$

Чем больше сопротивление вольтметра r_V , тем меньше поправка к результатам измерения.

При переменном токе учет поправок осложняется тем, что сопротивления цепей переменного тока — комплексные величины.

Чем меньше мощности контролируемых цепей, тем существеннее влияние собственного потребления энергии измерительными приборами на результаты измерений.

12.5. МЕХАНИЧЕСКИЕ УЗЛЫ ПОКАЗЫВАЮЩИХ ПРИБОРОВ

В показывающих измерительных приборах прямого отсчета подвижная часть под действием измеряемой величины перемещается по отношению к неподвижной. По конструкции отсчетного устройства различают показывающие приборы со стрелочным и световым указателями. Общей особенностью этих приборов является установка подвижной части на растяжках, на осях или на подвесе.

Установка на растяжках применяется в большинстве показывающих приборов. Растяжки — это упругие ленты из бериллиевой и оловянно-цинковой бронзы. Подвижная часть подвешивается на двух растяжках (рис. 12.4), а концы последних крепятся к двум плоским пружинам. Растяжки могут служить для подвода тока в подвижную часть прибора.

При установке подвижной части на оси последняя имеет обычно горизонтальное расположение (рис. 12.5) для уменьшения трения в опорах.

Установка на подвесе — металлической или кварцевой нити — применяется в приборах особо высокой чувствительности, например в зеркальных гальванометрах (рис. 12.6). Луч света 1 от специального источника 2 выполняет роль светового указателя.

Закручивание растяжек и нити подвеса в показывающих приборах обеспечивает противодействующий момент. В приборах с установкой подвижной части на осях для создания этого момента служат спиральные пружины (1 на рис. 12.5), изготавливаемые из фосфорной бронзы.

Вследствие температурных влияний, остаточных деформаций, а чаще механических толчков при перегрузках стрелка неработающего прибора может находиться не на нулевом делении. Корректор необходим для возвращения стрелки на нуль шкалы. В случае применения пружины 1

(рис. 12.5) к корректору прикрепляется один ее конец. Второй конец пружины прикрепляется к оси 2 подвижной части. Стрелку 5 можно смещать посредством поводка 3, поворачивая винт 4, укрепленный на корпусе прибора. Для уравнивания подвижной части прибора на ней укрепляют грузила — противовесы 6. Показания уравновешенного прибора почти не зависят от его положения.

Подвижная часть прибора вместе с пружиной образует обладающую массой и упругостью механическую систему, в которой, следовательно, возможны механические колебания. Поэтому при изменении измеряемой величины новое положение равновесия у подвижной части прибора получается не сразу, а в большинстве случаев после нескольких

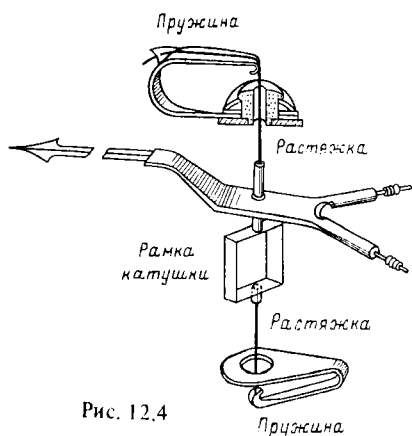


Рис. 12.4

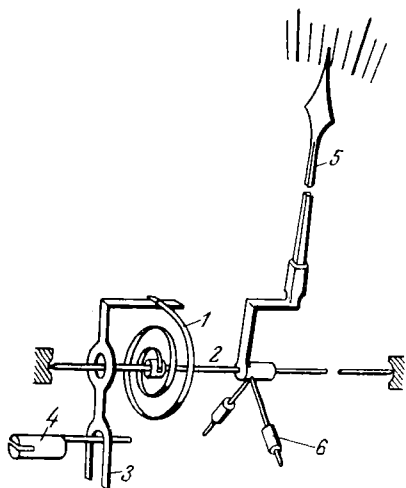


Рис. 12.5

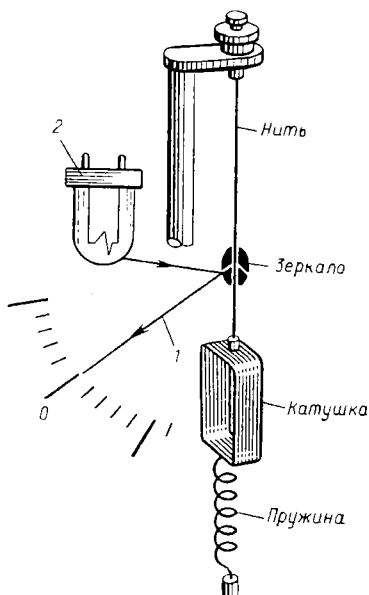


Рис. 12.6

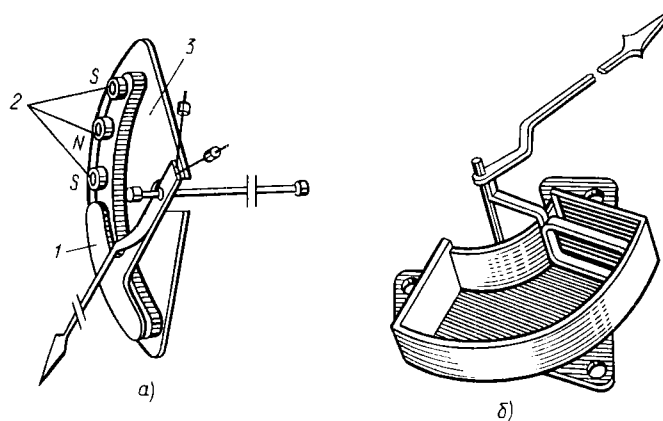


Рис. 12.7

колебаний около нового положения равновесия. Для того чтобы подвижная часть возможно скорее устанавливалась в этом положении, у приборов есть успокоители. Последние нужны для поглощения кинетической энергии подвижной части. Для большинства стрелочных приборов время успокоения должно быть не более 4 с, причем временем успокоения считается время от момента включения прибора до момента, когда стрелка прибора отклоняется от положения равновесия не более чем на 1% шкалы.

Применяются магнитоиндукционные и воздушные успокоители.

Магнитоиндукционное успокоение основано на взаимодействии вихревых токов, индуцируемых в подвижной части при ее движении в магнитном поле постоянных магнитов, с этим полем. Алюминиевый сектор 1 (рис. 12.7, а), укрепленный на оси подвижной части, движется в поле нескольких постоянных магнитов 2, которые укреплены на опорной пластине 3. При движении сектора в нем возникают вихревые токи. Их взаимодействие с магнитным полем постоянных магнитов создает силу, которая (согласно принципу Ленца) тормозит подвижную часть.

В воздушных успокоителях для торможения используется разность давлений воздуха в закрытой камере по обе стороны легкого алюминиевого крыла, возникающая при его движении (рис. 12.7, б). Крыло укреплено на оси подвижной части прибора. Воздушные успокоители значительно слабее магнитоиндукционных; их приходится применять в тех случаях, когда наличие постоянного магнита внутри прибора может быть причиной дополнительных погрешностей в его показаниях.

В некоторых новых приборах установлены очень компактные жидкостные успокоители: в невысыхающей жидкости перемещается крыло, укрепленное на подвижной части прибора.

12.6. СИСТЕМЫ ПОКАЗЫВАЮЩИХ ПРИБОРОВ

Любой прибор непосредственного отсчета состоит из двух основных частей: измерительного механизма и измерительной цепи (измерительной схемы).

Назначение *измерительного механизма* — преобразование подводимой к нему электрической энергии в механическую энергию перемещения подвижной части и связанного с ней указателя. *Измерительная цепь* преобразует измеряемую электрическую величину (напряжение, мощность, ток и т. д.) в пропорциональную ей величину, непосредственно воздействующую на измерительный механизм. Например, в вольтметре измерительная цепь состоит из катушки измерительного механизма и добавочного резистора. При постоянстве сопротивления измерительной цепи ток в измерительном механизме вольтметра пропорционален измеряемому напряжению.

Один и тот же измерительный механизм в соединении с различными измерительными цепями может служить для измерения различных величин.

В зависимости от принципа действия измерительного механизма различают несколько систем показывающих приборов, условные изображения которых даны в табл. 12.2.

А. Магнитоэлектрическая система. В измерительных механизмах магнитоэлектрической системы вращающий момент создается взаимодействием измеряемого постоянного тока в катушке механизма с полем постоянного магнита. Существуют два основных типа приборов магнитоэлектрической системы: приборы с подвижной катушкой (подвижной рамкой) и приборы с подвижным магнитом, причем первые применяются значительно чаще, чем вторые.

В магнитоэлектрическом механизме с *подвижной катушкой* (рис. 12.8) последняя установлена на опорах и может поворачиваться в воздушном зазоре магнитной цепи постоянного магнита 1.

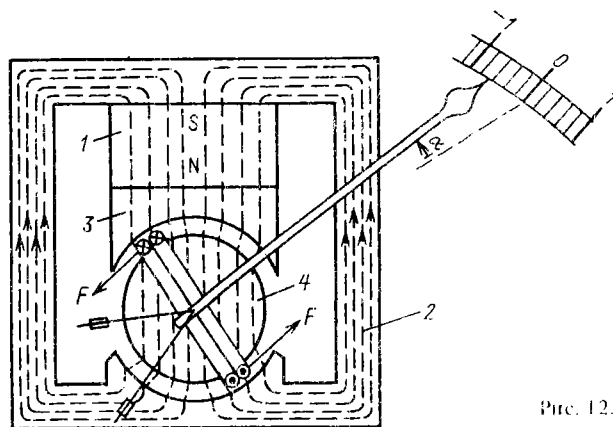


Рис. 12.8

Таблица 12.2. Условное обозначение принципа действия (системы) прибора

Наименование системы и преобразователя	Условное обозначение	
	Обычный измери- тельный механизм	Логометрический измерительный механизм
Магнитоэлектрический прибор с подвижной рамкой		
Магнитоэлектрический прибор с подвижным магнитом		
Электромагнитный прибор		
Электромагнитный поляризованный прибор		—
Электродинамический прибор		
Ферродинамический прибор		
Индукционный прибор		
Электростатический прибор		—
Тепловой прибор (с нагреваемой проволокой)		—

Магнитную цепь измерительного механизма образуют магнито-провод 2, полюсные наконечники 3 и цилиндрический сердечник 4, которые изготавливаются из магнитно-мягкого материала.

Угол между направлениями вектора магнитной индукции B в воз-
114

душном зазоре и тока I в активной части проводников длиной l подвижной катушки равен 90° . Следовательно, на каждый из проводников действует электромагнитная сила

$$F = BIl,$$

а на подвижную часть механизма — вращающий момент

$$M_{вр} = 2Fwd/2 = wBIld = wSBI = k_{вр} I, \quad (12.2)$$

где d — диаметр каркаса катушки с числом витков w и площадью поперечного сечения $S = ld$; $k_{вр} = wSd$ — коэффициент пропорциональности.

Так как противодействующий момент, создаваемый спиральными пружинами, прямо пропорционален углу закручивания, т. е. $M_{пр} = k_{пр} \alpha$, то угол поворота катушки при равенстве моментов $M_{вр} = M_{пр}$ прямо пропорционален измеряемому току:

$$I = k_{пр} \alpha / k_{вр} = C_{пр} \alpha,$$

где $C_{пр}$ — постоянная прибора ("цена деления").

Постоянный магнит создает сильное магнитное поле в воздушном зазоре магнитной цепи прибора (0,2–0,3 Тл), и даже при малых значениях измеряемых токов можно получить достаточный вращающий момент. Поэтому магнитоэлектрические приборы весьма чувствительны, внешние магнитные поля мало влияют на их показания, и их собственное потребление энергии относительно мало. В частности, гальванометры в большинстве случаев изготавливаются магнитоэлектрической системы. Высокая чувствительность прибора позволяет уменьшить плотность тока в токоведущих частях. Поэтому магнитоэлектрический прибор достаточно вынослив к перегрузкам. Этому способствует также линейная зависимость его вращающего момента от тока, а не квадратичная, характерная для большинства других систем приборов.

Для расширения пределов измерения приборы магнитоэлектрической системы, а также приборы других систем снабжают набором резисторов для делителей измеряемых величин. Резистор, включаемый последовательно с катушкой измерительного механизма, называется *добавочным резистором*; резистор, который включается параллельно с катушкой измерительного механизма или с ветвью, содержащей катушку и добавочный резистор, называется *шунтом*.

При изменении направления тока изменяется и направление вращающего момента. При переменном токе на подвижную часть прибора действуют быстро чередующиеся вращающие моменты противоположного направления. Их результирующее действие не изменит положения подвижной части прибора. Для измерения переменного тока магнито-

электрический измерительный механизм должен быть соединен с тем или иным преобразователем. Преобразователем может быть, например, двухполупериодный выпрямитель (рис. 12.9).

Ток в магнитоэлектрическом измерительном механизме с такими преобразователями периодически пульсирует, и так как у подвижной части прибора значительная инерция, то ее отклонение пропорционально среднему за период значению вращающего момента:

$$M_{вр} = \frac{1}{T} \int_0^T wSBi dt = wSB \frac{1}{T} \int_0^T i dt = wSBI_{ср}.$$

Следовательно, прибор измеряет среднее значение тока в цепи. Для измерений в цепях переменного тока на шкале прибора указываются действующие значения. При синусоидальном токе действующее значение больше среднего в 1,11 раза [см. (2.16а) и (2.18а)].

Для измерения токов высокой частоты применяются термопреобразователи (рис. 12.10). Термопреобразователь обычно состоит из одной или нескольких термпар 1 и нагревателя 2, через который проходит измеряемый переменный ток. Можно считать ЭДС термпары пропорциональной разности температур между ее горячим и холодным концами, т. е. мощности нагревателя, которая пропорциональна квадрату действующего значения I переменного тока [см. (2.50)]. Поэтому и вращающий момент, действующий на подвижную часть измерительного механизма, пропорционален I^2 , а следовательно, шкала прибора квадратичная.

Б. Электромагнитная система. В измерительных механизмах электромагнитной системы вращающий момент обусловлен действием магнитного поля измеряемого тока в неподвижной катушке прибора на подвижный ферромагнитный якорь. Механические силы в подобном

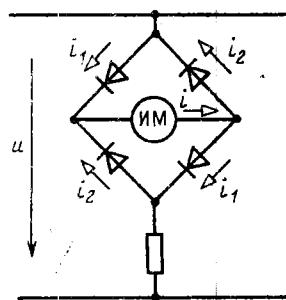


Рис. 12.9

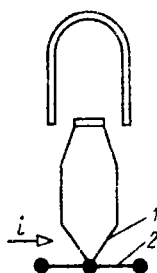


Рис. 12.10

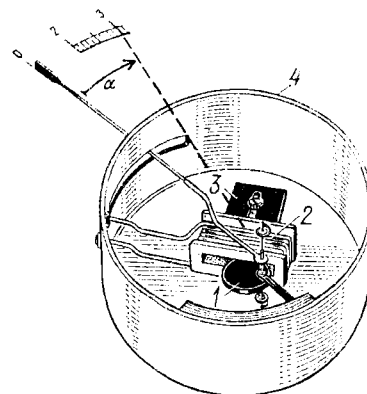


Рис. 12.11

устройстве стремятся переместить якорь так, чтобы энергия магнитного поля устройства стала возможно большей.

В механизме с плоской катушкой (рис. 12.11) якорь 1 втягивается в катушку 2 с измеряемым током. Для усиления магнитного поля и регулирования вращающего момента служит неподвижный сердечник 3. Противодействующий момент создается спиральной пружиной. Для защиты от внешних магнитных полей измерительный механизм со всех сторон закрыт ферромагнитным экраном 4 (на рис. 12.11 верхняя крышка экрана снята).

В общем случае вращающий момент, действующий на подвижную часть, равен производной энергии магнитного поля $W_M = L(a)i^2/2$ по координате перемещения a [см. (7.16)]:

$$M_{вр} = \frac{dW_M}{da} = \frac{i^2}{2} \frac{dL(a)}{da}, \quad (12.3)$$

где $L(a)$ и i — индуктивность и ток катушки.

Если ток катушки синусоидальный ($i = I_m \sin \omega t$), то равновесие подвижной части наступит при равенстве среднего за период вращающего момента и противодействующего момента пружины:

$$\begin{aligned} M_{вр} &= \frac{I_m^2}{4\pi} \frac{dL(a)}{da} \int_0^\pi \sin^2 \omega t d\omega t = \\ &= \frac{I^2}{2} \frac{dL(a)}{da} = M_{пр} = k_{пр} a, \end{aligned} \quad (12.4)$$

где I — действующее значение тока. Следовательно, действующее значение измеряемого тока

$$I = \sqrt{\frac{2k_{пр}}{dL(a)/da}} \sqrt{a} = C(a) \sqrt{a}, \quad (12.5)$$

где $C(a)$ — цена деления.

Аналогичную зависимость имеет электромагнитный механизм при измерении постоянного тока $i = I$.

Неравномерность шкалы — недостаток приборов электромагнитной системы.

Магнитное поле прибора возбуждается самим измеряемым током и относительно слабое, так как большая часть пути магнитного потока проходит в воздухе. По этой причине у измерительного механизма электромагнитной системы малая чувствительность. Из-за слабости собственного магнитного поля прибор приходится защищать от внешних магнитных влияний. Для этого применяются ферромагнитные эк-

раны (рис. 12.11) или же измерительные механизмы изготавливаются астатическими.

Общий принцип астатического устройства измерительной системы заключается в следующем. Число катушек в механизме удваивается, причем обе катушки в равной мере участвуют в образовании вращающего момента, но их собственные магнитные поля имеют противоположные направления. Всякое внешнее однородное магнитное поле, усиливая магнитное поле одной катушки, на столько же ослабляет магнитное поле второй катушки. В результате внешнее магнитное поле не изменяет общий вращающий момент измерительного механизма.

Класс точности электромагнитных приборов обычно не выше 1,5, главным образом из-за влияния гистерезиса (остаточного намагничивания), что особенно сказывается при измерениях постоянного тока, и потерь энергии на перемагничивание при измерениях переменного тока (частотой не выше 1500 Гц).

Электромагнитный измерительный механизм обладает рядом ценных свойств. Неподвижную катушку с током легко выполнить с достаточным запасом сечения проводов на случай перегрузок. Приборы этой системы допускают большие перегрузки, дешевы и просты по устройству. Электромагнитными приборами измеряют преимущественно переменные напряжения и токи (невысоких частот). В промышленных установках переменного тока низкой частоты большинство амперметров и вольтметров — приборы электромагнитной системы.

В. Электродинамическая система. В электродинамических измерительных механизмах для создания вращающего момента используется взаимодействие двух катушек с токами.

Измерительный механизм этой системы состоит в основном из неподвижной 1 и подвижной 2 катушек (рис. 12.12). Противодействующий момент создают специальные пружины 3, которые вместе с тем служат для подвода тока в подвижную катушку. Последняя под действием электромагнитных сил стремится занять такое положение, при котором направление ее магнитного поля совпадает с направлением поля неподвижной катушки (максимальная энергия суммарного магнитного поля).

Вращающий момент электродинамического измерительного механизма определяется так же, как электромагнитного механизма [см. (12.3)]:

$$M_{\text{вп}} = \frac{dW_{\text{м}}}{d\alpha} = i_1 i_2 \frac{dM(\alpha)}{d\alpha}, \quad (12.6)$$

где в выражении энергии магнитного поля по (2.80) от угла поворота α подвижной катушки зависит только составляющая $M(\alpha)i_1 i_2$; i_1 и i_2 — переменные (синусоидальные) токи подвижной и неподвижной катушек.

Так как в приборе две катушки, то можно существенно расширить область применения этого механизма. В зависимости от назначения прибора изменяется и характер его шкалы.

В вольтметре обе катушки с большими числами витков обычно соединяются последовательно между собой (рис. 12.13, а) и последовательно с добавочным резистором, сопротивление которого r_d .

Таким образом, в электродинамическом вольтметре

$$i_1 = i_2 = u/r_V,$$

где u — измеряемое напряжение; $r_V = r_K + r_d$ — общее сопротивление измерительной цепи вольтметра, равное сумме сопротивлений двух катушек r_K и добавочного резистора r_d .

Подставив выражения токов в (12.6) и выполнив преобразования, аналогичные (12.4) и (12.5), получим

$$U = \sqrt{-\frac{k_{\text{пр}}}{dM(\alpha)/d\alpha}} \sqrt{a} = C_U(\alpha) \sqrt{a},$$

где $C_U(\alpha)$ — цена деления; U — действующее значение напряжения.

В электродинамических амперметрах на токи до 0,5 А подвижная и неподвижная катушки также соединяются последовательно. При большем значении измеряемого тока I подвижная и неподвижная катушки соединяются параллельно (рис. 12.13, б). В этом случае токи

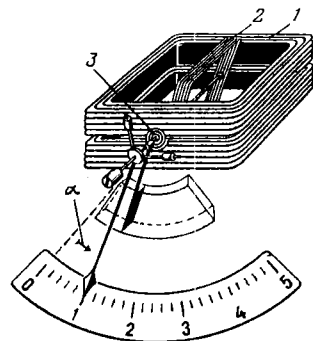
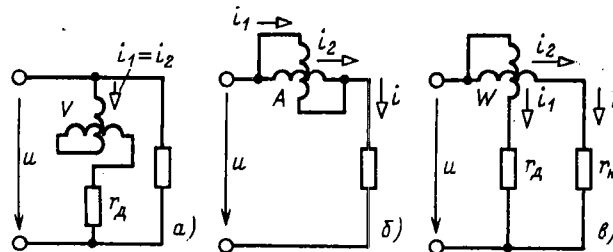


Рис. 12.12

Рис. 12.13



$i_1 = k_1 i$, $i_2 = k_2 i$. Следовательно,

$$I = \sqrt{\frac{k_1 k_2 k_{\text{нр}}}{dM(\alpha)/d\alpha}} \sqrt{a} = C_I(\alpha) \sqrt{a},$$

где $C_I(\alpha)$ — цена деления; I — действующее значение тока.

Электродинамические вольтметры и амперметры имеют неравномерную шкалу.

В ваттметре (рис. 12.13, в) ток в неподвижной катушке равен току в контролируемой установке (в сопротивлении нагрузки $r_{\text{н}}$), т. е. $i_2 = i$. К цепи подвижной катушки приложено напряжение этой установки, т. е. $i_1 = u/r_V$, где r_V — общее сопротивление цепи напряжения (параллельной цепи) ваттметра.

Подставив эти выражения в (12.6) и выполнив преобразования, подобные (12.4) и (12.5), получим

$$P = UI = \frac{k_{\text{нр}}}{dM(\alpha)/d\alpha} a = C_P(\alpha) a,$$

где $C_P(\alpha)$ — цена деления. Если цена деления изменяется мало от значения угла поворота подвижной катушки, то шкала электродинамического ваттметра близка к равномерной.

Электродинамические приборы пригодны для измерений в цепях как постоянного, так и переменного тока, причем в обоих случаях шкала у приборов одна и та же.

В электродинамическом приборе измеряемые токи возбуждают относительно слабое магнитное поле в воздухе. Поэтому для получения достаточного вращающего момента нужны катушки измерительного механизма с большими числами витков и собственное потребление энергии прибором относительно велико. Из-за слабого магнитного поля прибор чувствителен к внешним магнитным влияниям; для защиты от этих влияний приборы имеют экраны. Так как условия охлаждения плохие (теплоотдача через слой воздуха), то электродинамические механизмы не допускают сколько-нибудь значительной перегрузки (в особенности амперметры). Наконец, приборы этой системы дорогие. Однако благодаря отсутствию в магнитном поле ферромагнитных сердечников — элементов с нелинейными свойствами — точность электродинамического прибора может быть высокой — класса 0,2 и даже 0,1.

Г. Индукционная система. Индукционная измерительная система основана на использовании вращающегося магнитного поля. Если синусоидальные токи в двух катушках, определенным образом ориентированных в пространстве, не совпадают по фазе, то в части пространства результирующее магнитное поле этих двух катушек будет вращающимся вокруг некоторой оси. Если на этой оси находится тело из материала с малым удельным сопротивлением, то в нем возникнут вихревые токи.

Взаимодействие вихревых токов с вращающимся магнитным полем создает вращающий момент, под действием которого тело придет в движение.

В индукционном измерительном механизме вращающий момент создается воздействием результирующего магнитного поля двух электромагнитов переменного тока на подвижную часть — алюминиевый диск, в котором это поле индуцирует вихревые токи. Электромагниты возбуждаются измеряемыми переменными токами. Поэтому значение вращающего момента зависит от значений токов в обоих электромагнитах и угла сдвига фаз между ними. Это ценное свойство индукционного измерительного механизма положено в основу построения приборов для измерения мощности и энергии в цепях переменного тока.

Д. Другие системы. В измерительных механизмах приборов *электростатической системы* вращающий момент создается электростатическими силами взаимодействия заряженных электродов.

Среди приборов этой системы наиболее распространен вольтметр. Под действием измеряемого напряжения заряжаются системы подвижных 1 и неподвижных 2 пластин прибора (рис. 12.14). Возникающие при этом электростатические силы притяжения создают вращающий момент. Противодействующий момент создается пружиной.

Изменение полярности напряжения не влияет на направления действия вращающего момента; следовательно, электростатический вольтметр пригоден для измерения и постоянного, и переменного напряжений. В ряде случаев весьма существенным преимуществом прибора следует считать то, что он практически не потребляет энергии. Однако при небольших напряжениях вращающий момент весьма мал, приходится увеличивать число пластин и вместо установки на кернах подвешивать подвижную часть на нити.

Электростатические вольтметры применяются преимущественно в лабораториях для измерений в цепях малой мощности и при непосредственных измерениях высоких напряжений.

В приборах *тепловой системы* отклонение подвижной части получается вследствие удлинения металлической нити, нагреваемой измеряемым током. К достоинствам этих приборов относится независимость

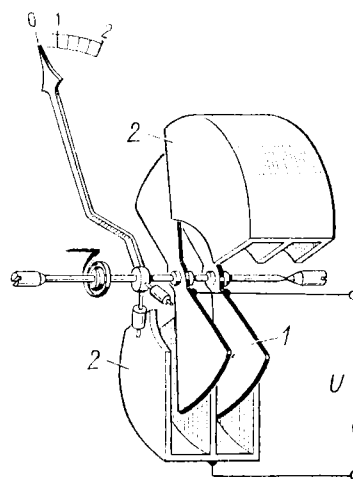


Рис. 12.14

показаний от частоты и формы кривой переменного тока. Тепловые приборы неустойчивы к перегрузкам, неточны вследствие чувствительности к температурным влияниям, и их потребление энергии относительно велико. По всем этим причинам тепловые приборы применяются редко — лишь для измерения токов высокой частоты.

Прочие системы приборов применяются для измерения немногих величин (например, вибрационный принцип для измерения частоты).

12.7. ЛОГОМЕТРЫ

Отклонение подвижной части у большинства электроизмерительных механизмов зависит от значений токов в их катушках. Но в тех случаях, когда механизм должен служить для измерения величины, не являющейся прямой функцией тока (сопротивления, индуктивности, емкости, сдвига фаз, частоты и т. д.), необходимо сделать результирующий вращающий момент зависящим от измеряемой величины и не зависящим от напряжения источника питания.

Для таких измерений применяют механизм, отклонение подвижной части которого определяется только отношением токов в двух его катушках и не зависит от их значений. Приборы, построенные по этому общему принципу, называются логометрами (по-гречески "логос" — отношение). Возможно построение логометрического механизма любой электроизмерительной системы с характерной особенностью — отсутствием механического противодействующего момента, создаваемого закручиванием пружин или растяжек.

В качестве примера рассмотрим работу магнитоэлектрического логометра с эллипсовидным сечением сердечника. Подвижная часть такого логометра состоит из двух катушек 1 и 2 (рис. 12.15, а), укрепленных на общей оси и жестко скрепленных между собой под некоторым углом. Токи в эти катушки подводятся через три мягкие серебряные спирали, не создающие при закручивании механического момента (одна

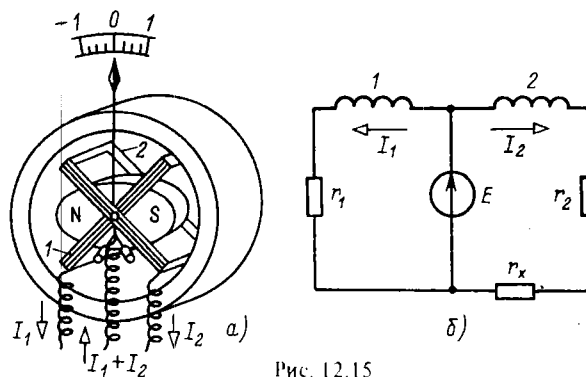


Рис. 12.15

из спиралей — общая для цепей токов обеих катушек). Если подвижная часть прибора достаточно хорошо уравновешена, то при отсутствии токов она находится в состоянии безразличного равновесия — стрелка указателя может быть на любом делении шкалы прибора.

Если в цепях обеих катушек есть постоянные токи I_1 и I_2 , то на подвижную часть действуют в противоположных направлениях два вращающих момента, создаваемых взаимодействием поля постоянного магнита с индукциями B_1 и B_2 и токов в катушках [см. (12.2)]:

$$M_{вр1} = w_1 S B_1 I_1; \quad M_{вр2} = w_2 S B_2 I_2, \quad (12.7)$$

где w_1 и w_2 — числа витков катушек; S — их одинаковая площадь поперечного сечения.

Предположим, что $M_{вр1} > M_{вр2}$. Под действием большего вращающего момента подвижная часть поворачивается. При этом первая катушка, на которую действует больший вращающий момент, перемещается в область слабого магнитного поля (с меньшим значением индукции B_1 из-за большего воздушного зазора). Одновременно вторая катушка, на которую действует меньший вращающий момент, перемещается в область более сильного магнитного поля (воздушный зазор в магнитопроводе меньше). Таким образом, по мере поворота подвижной части больший вращающий момент убывает, а меньший возрастает. Следовательно, при некотором определенном положении подвижной части должно установиться равновесие моментов: $M_{вр1} = M_{вр2}$.

На схеме (рис. 12.15, б) показано включение логометра для измерения сопротивлений. Здесь E — ЭДС источника; r_1 — постоянное сопротивление цепи первой катушки; r_2 — постоянная часть сопротивления цепи второй катушки; r_x — сопротивление измеряемого объекта, находящегося вне прибора. При токах в катушках

$$I_1 = E/r_1; \quad I_2 = E/(r_2 + r_x)$$

и равенстве вращающих моментов из (12.7) имеем

$$w_1 B_1 / r_1 = w_2 B_2 / (r_2 + r_x),$$

откуда

$$r_x = r_1 (w_2 / w_1) (B_2 / B_1) - r_2.$$

Отношение B_2 / B_1 зависит от конструкции магнитной цепи прибора и угла α — положения подвижной части. Следовательно, каждому значению измеряемого сопротивления r_x соответствует определенное положение подвижной части логометра, которое не зависит от ЭДС E .

В действительности на подвижную часть в состоянии равновесия действует некоторый механический момент из-за неполной уравновешенности подвижной части при закручивании токопроводящих спи-

ралек. Вследствие наличия этого момента показания логометра зависят от ЭДС источника тем больше, чем меньше ЭДС.

Независимость положения подвижной части логометра от значения ЭДС используется в *мегаомметрах*, предназначенных для измерения больших сопротивлений (до 10^{14} Ом) при высоком напряжении (до 2500 В), например сопротивления изоляции. В качестве источника в мегаомметрах применяются небольшие магнитоэлектрические генераторы постоянного тока с ручным приводом.

В *частотомерах* катушки логометра заключаются в цепь синусоидального тока через выпрямители и элементы, сопротивления которых зависят от частоты.

В ряде случаев нежелательно безразличное положение подвижной части логометра, так как это может привести к ложному отсчету показаний прибора при выключенном источнике питания. Чтобы предупредить подобный ложный отсчет, конструкцией логометра предусматривается отклонение стрелки за пределы шкалы, например действием небольшого механического момента, создаваемого неполной уравновешенностью подвижной части.

12.8. СЧЕТЧИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Энергия, получаемая потребителями от электростанции или отдаваемая станцией в сеть, учитывается счетчиками электрической энергии.

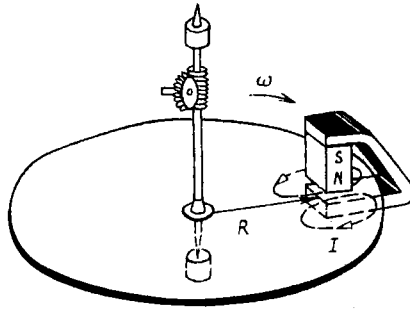
Подвижная часть показывающих приборов при измерениях поворачивается на некоторый угол; в счетчиках подвижная часть вращается, причем частота ее вращения должна быть пропорциональна мощности контролируемого объекта. Вращающий момент в большинстве счетчиков пропорционален мощности; ему противодействует тормозной момент, пропорциональный частоте вращения подвижной части. Он заменяет в счетчике противодействующий момент показывающих приборов. Для создания тормозного момента в счетчиках обычно применяют магнитоиндукционное успокоение. На ось подвижной части счетчика насаживается алюминиевый диск, который вращается в поле постоянного магнита (рис. 12.16). Этот тормозной момент можно определить следующим образом: в диске наводится ЭДС, прямо пропорциональная потоку постоянного магнита Φ и средней окружной скорости v вращения части диска, находящейся между полюсами:

$$E = k_1 \Phi v = k_1 \Phi \cdot 2\pi R n / 60 = k_2 \Phi n,$$

где n — частота вращения диска (оборотов в минуту); R — средний радиус части диска, находящейся между полюсами. Угловая скорость вращения диска $\omega = v/R$.

Под действием этой ЭДС в диске возникает ток, значение которого прямо пропорционально удельной проводимости γ материала диска:

$$I = k_3 E \gamma.$$



Воздействие поля постоянного магнита на ток в диске создает тормозной момент, прямо пропорциональный току и потоку:

$$M_{\text{тор}} = k_4 I \Phi,$$

или после подстановки выражений для тока и ЭДС

$$M_{\text{тор}} = k_5 R \gamma \Phi^2 n = k_{\text{тор}} n. \quad (12.8a)$$

Таким образом, тормозной момент прямо пропорционален частоте вращения диска n , что и требуется для работы счетчика.

Вращающий момент движущего механизма счетчика должен быть прямо пропорционален мощности:

$$M_{\text{вр}} = k_{\text{вр}} P. \quad (12.86)$$

Этот момент при установившейся частоте вращения подвижной части должен быть равен тормозному моменту. Следовательно, из (12.8a) и (12.86) мощность

$$P = k_{\text{тор}} n / k_{\text{вр}}.$$

Интеграл от мощности по времени

$$\int_{t_1}^{t_2} P dt = \frac{k_{\text{тор}}}{k_{\text{вр}}} \int_{t_1}^{t_2} n dt = \frac{k_{\text{тор}}}{k_{\text{вр}}} N,$$

где N — суммарное число оборотов подвижной части за время $t_2 - t_1$. Величина

$$\int_{t_1}^{t_2} P dt = W$$

— это электрическая энергия, полученная контролируемой цепью за тот же промежуток времени $t_2 - t_1$. Таким образом,

$$W = k_{\text{тор}} N / k_{\text{вр}} = C_{\text{сч}} N,$$

где $C_{\text{сч}}$ — постоянная счетчика.

Число оборотов подвижной части N регистрирует счетный механизм, соединенный с осью счетчика червячной передачей. Передаточное число между осью и счетным механизмом выбирается так, чтобы счетный механизм показывал непосредственно киловатт-часы, а не числа оборотов подвижной части.

В современных счетчиках могут быть измерительные механизмы индукционной, электродинамической, ферродинамической и магнитоэлектрической систем. Но для измерения энергии в сетях переменного тока применяются только индукционные счетчики, а счетчики электродинамической и ферродинамической систем — только в установках постоянного тока, например на транспорте, магнитоэлектрические счетчики — лишь для специальных измерений, например в качестве счетчиков ампер-часов аккумуляторных батарей.

Схема устройства однофазного *индукционного счетчика* показана на рис. 12.17.

В индукционном счетчике алюминиевый диск должен пронизывать не менее двух переменных магнитных потоков; при этом вращающий момент создается вследствие взаимодействия одного переменного потока с током, индуцируемым в диске другим переменным потоком. При наличии только одного переменного потока диск счетчика безостановочно вращаться не может.

Чтобы получить в общей форме выражение вращающего момента приборов индукционной системы, предположим, что подвижную часть — диск — пронизывают два переменных магнитных потока:

$$\Phi_1 = \Phi_{1m} \sin(\omega t + \psi) \quad \text{и} \quad \Phi_2 = \Phi_{2m} \sin \omega t$$

(рис. 12.18). Они индуцируют в соответствующих контурах диска ЭДС, каждая из которых отстает по фазе от индуцирующего ее потока на четверть периода:

$$e_1 = -d\Phi_1/dt = -\omega\Phi_{1m} \cos(\omega t + \psi);$$

$$e_2 = -d\Phi_2/dt = -\omega\Phi_{2m} \cos \omega t.$$

Эти ЭДС вызывают в диске вихревые токи i_1 и i_2 .

Исследуя общий характер процесса, можно пренебречь при промышленной частоте 50 Гц индуктивным сопротивлением контуров вихревых токов в диске и считать их совпадающими по фазе с ЭДС:

$$i_1 = e_1/r_{д1} = -(\omega/r_{д1})\Phi_{1m} \cos(\omega t + \psi);$$

$$i_2 = e_2/r_{д2} = -(\omega/r_{д2})\Phi_{2m} \cos \omega t,$$

где $r_{д1}$, $r_{д2}$ — активные сопротивления контуров. Силы, действующие на подвижную часть, пропорциональны соответствующим потокам

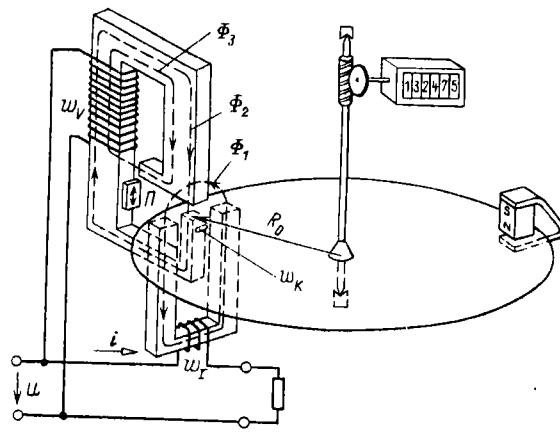


Рис. 12.17

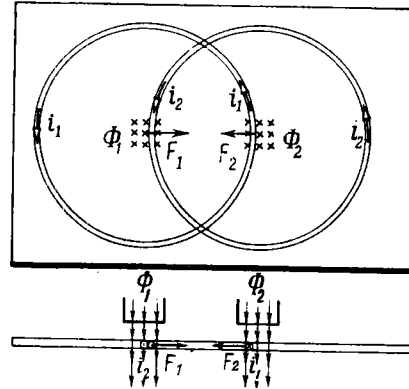


Рис. 12.18

и токам, т. е.

$$F_1 = k_1 \Phi_1 i_2; \quad F_2 = k_2 \Phi_2 i_1,$$

где k_1 и k_2 — постоянные коэффициенты, которые учитывают геометрические параметры механизма.

Эти силы при одинаковом направлении магнитных потоков и одинаковом направлении токов в контурах (рис. 12.18) направлены встречно; поэтому среднее значение вращающего момента можно определить через интеграл за период T от произведения разности сил $(F_2 - F_1)$ на плечо R_0 их приложения (рис. 12.17):

$$M_{\text{вр}} = \frac{1}{T} \int_0^T (F_2 - F_1) R_0 dt =$$

$$= \frac{\omega R_0}{T} \Phi_{1m} \Phi_{2m} \left[-\frac{k_2}{r_{д2}} \int_0^T \sin(\omega t + \psi) \cos \omega t dt + \right. \\ \left. + \frac{k_1}{r_{д1}} \int_0^T (\sin \omega t) \cos(\omega t + \psi) dt \right].$$

Учитывая, что

$$\int_0^T (\sin \omega t) \cos \omega t dt = \int_0^T \frac{\sin 2\omega t}{2} dt = 0;$$

$$\int_0^T \cos^2 \omega t dt = \frac{T}{2}; \quad \int_0^T \sin^2 \omega t dt = \frac{T}{2},$$

после простых преобразований находим

$$M_{вр} = \frac{\omega R_0}{2} \left(\frac{k_1}{r_{д1}} + \frac{k_2}{r_{д2}} \right) \Phi_{1m} \Phi_{2m} \sin \psi,$$

где сопротивления $r_{д1}$ и $r_{д2}$ обратно пропорциональны удельной проводимости γ материала диска (алюминия).

Обозначив постоянный множитель в выражении вращающего момента $k_{вр}$, получим

$$M_{вр} = k_{вр} \omega \gamma \Phi_{1m} \Phi_{2m} \sin \psi. \quad (12.9)$$

Вращающий момент пропорционален угловой частоте ω , следовательно, индукционный прибор пригоден для измерения в цепи переменного тока одной определенной частоты. Вращающий момент пропорционален также удельной проводимости γ материала диска. Последний изготовляется из алюминия — материала со значительным температурным коэффициентом сопротивления — около $0,004 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ (см. табл. 1.1), т. е. изменение температуры диска на $10 \text{ } ^\circ\text{C}$ вызывает изменение вращающего момента на 4%. Однако в счетчиках вращающий и тормозной моменты в одинаковой степени зависят от электрического сопротивления диска и температурные влияния на показаниях счетчика сказываются мало.

Вращающий момент индукционного прибора [см. (12.9)] должен быть в счетчике пропорционален активной мощности $P = UI \cos \varphi$. Для этого необходимо, чтобы один из двух магнитных потоков, например Φ_{2m} , был пропорционален напряжению U , а второй Φ_{1m} — току I .

Электромагнит цепи напряжения счетчика устроен так, что большая часть пути магнитного потока Φ_2 проходит по ферромагнитному участ-

ку магнитопровода (рис. 12.17). Поэтому можно считать [см. (8.46)], что $U = 4,44 f w_V \Phi_{2m} = \Phi_{2m} \text{const.}$

Электромагнит цепи тока счетчика имеет U-образную форму — его магнитный поток примерно половину пути проходит в воздухе. Так как магнитное сопротивление ферромагнитного участка магнитопровода незначительно по сравнению с магнитным сопротивлением воздушного промежутка, то им можно пренебречь и выразить мгновенное значение потока этого электромагнита следующим образом [см. (7.7)]:

$$\Phi_1 = iw_I / R_M, \quad (12.10)$$

где R_M — магнитное сопротивление воздушного промежутка. Величины в правой части (12.10), кроме тока i , постоянные, следовательно,

$$\Phi_1 = i \cdot \text{const}$$

и поток Φ_{1m} пропорционален току I .

Вращающий момент счетчика должен быть пропорционален и $\cos \varphi$. Так как в выражении вращающего момента (12.9) содержится лишь одна функция сдвига фаз $\sin \psi$, то необходимо получить $\sin \psi = \cos \varphi$, или $\psi = \pi/2 - \varphi$.

Можно приближенно считать, что поток Φ_1 совпадает по фазе с током i (рис. 12.19). Следовательно, угол сдвига фаз между напряжением u и потоком Φ_2 должен быть равен $\pi/2$, для того чтобы получить $\psi = \pi/2 - \varphi$. Рассмотренная ранее векторная диаграмма (см. рис. 8.8) катушки с магнитопроводом (см. рис. 8.7, а) показывает, что сдвиг фаз между напряжением, приложенным к катушке, и потоком в магнитопроводе будет равен $\pi/2$, если подобрать соответствующее значение индуктивности рассеяния при неизменных прочих параметрах.

В индукционном счетчике предусмотрена такая возможность. Потокосцепление рассеяния с обмоткой напряжения w_V содержит составляющую $w_V \Phi_3$, где Φ_3 — поток, замыкающийся помимо диска. Значение этой составляющей потокосцепления рассеяния можно изменять, регулируя ширину воздушного зазора на пути потока Φ_3 , например, при помощи подвижной ферромагнитной пластины Π (см. рис. 12.17).

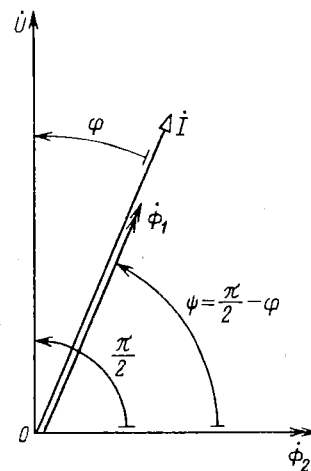


Рис. 12.19

Момент сил трения в индукционном счетчике существенно меньше, чем в электродинамическом, так как подвижная часть индукционного счетчика легче. Но в обоих счетчиках трение в счетном механизме значительное, поэтому компенсация трения необходима и в индукционном счетчике. Во всех конструкциях индукционных счетчиков для создания вспомогательного момента индукционным путем используется один и тот же общий принцип — нарушение симметрии в магнитной цепи потока Φ_2 (пропорционального напряжению U). На сердечнике электромагнита укрепляется короткозамкнутый виток медной проволоки w_k , охватывающий часть поверхности поперечного сечения сердечника вблизи диска. Магнитное поле тока витка, накладываясь на основное поле, создает под витком небольшой магнитный поток, сцепленный с диском; совместно с основным потоком этот поток создает вспомогательный момент, компенсирующий момент трения.

Для учета энергии в трехфазных системах служат счетчики трехфазного тока, в которых два или три движущихся элемента индукционных счетчиков воздействуют на общую ось счетчика и через нее — на счетный механизм. Схемы этих счетчиков соответствуют схемам измерения мощности методами двух (см. рис. 3.13, а) или трех (см. рис. 3.14) ваттметров или некоторым специальным способам измерений.

12.9. МОСТОВОЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ

Мостовые методы применяются для измерения параметров резисторов, катушек индуктивности и конденсаторов. Для измерения параметров катушек индуктивности и конденсаторов необходимы мосты переменного тока. Для измерения сопротивлений резисторов чаще применяются мосты постоянного тока.

На рис. 12.20 изображен *четырёхплечий мост постоянного тока*. В одну диагональ моста включен источник постоянной ЭДС E , а в другую диагональ при помощи ключей K_1 и K_2 может включаться гальванометр G .

В одно плечо моста к точкам b и d присоединяется резистор с неизвестным сопротивлением r_x . В трех остальных плечах моста находятся резисторы, сопротивления которых известны и могут регулироваться.

При равновесии моста потенциалы точек b и c одинаковы ($\varphi_b = \varphi_c$), т. е.

$$r_1 I_1 = r_2 I_2; \quad r_x I_1 = r_3 I_2.$$

Разделив почленно первое равенство на второе, найдем значение измеряемого сопротивления:

$$r_x = r_1 r_3 / r_2. \quad (12.11)$$

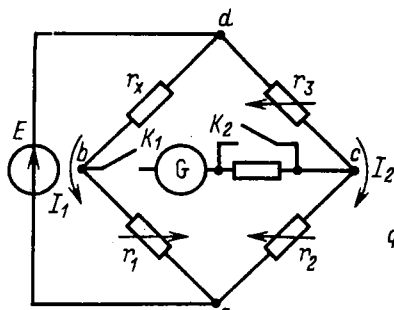


Рис. 12.20

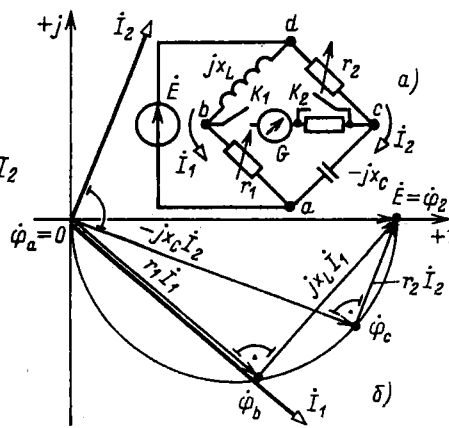


Рис. 12.21

Схемы четырехплечих мостов переменного тока весьма разнообразны. Рассмотрим простейшие из них.

На рис. 12.21, а и б приведены одна из разновидностей схемы четырехплечего моста переменного тока и его потенциальная диаграмма на комплексной плоскости (см. § 2.24) при разомкнутой цепи гальванометра. Так как треугольники напряжений правой и левой ветвей моста прямоугольные, то концы векторов, изображающих потенциалы точек *b* и *c*, находятся на полуокружности с диаметром, равным ЭДС $E = E$ (начальная фаза ЭДС выбрана нулевой). Изменяя параметры регулируемых элементов моста, можно совместить потенциалы точек *b* и *c*. Равновесие моста ($\dot{\varphi}_b = \dot{\varphi}_c$) фиксируется при помощи гальванометра. Назначение ключей K_1 и K_2 то же, что и у моста постоянного тока.

При равновесии моста из равенства треугольников напряжений следует

$$r_1 \dot{I}_1 = -jx_C \dot{I}_2; \quad jx_L \dot{I}_1 = r_2 \dot{I}_2. \quad (12.12)$$

Разделив почленно одно уравнение на другое и учитывая, что $x_L = \omega L$ и $x_C = 1/\omega C$, получим

$$L/r_1 = r_2 C. \quad (12.13)$$

Выражение (12.13) показывает, что при помощи моста переменного тока можно измерять параметры индуктивного или емкостного элемента, если параметры других элементов моста известны и можно пренебречь потерями в катушке и конденсаторе.

При исследовании реальных катушек необходимо знать параметры ее эквивалентной схемы замещения (см. рис. 7.7, а), состоящей из последовательного соединения резистивного и индуктивного элемен-

тов. Параметры L_x и r_x эквивалентной схемы замещения катушки могут быть измерены при помощи моста, схема которого показана на рис. 12.22, а. На рис. 12.22, б приведена потенциальная диаграмма такого моста. При равновесии моста потенциалы точек b и c совпадают ($\dot{\varphi}_b = \dot{\varphi}_c$), откуда следует, что

$$L_x = L_0 r_1 / r_2; \quad r_x = r_0 r_1 / r_2.$$

Для повышения производительности и точности измерений применяются мосты с встроенной микропроцессорной системой (рис. 12.23), в которых реализованы автоматическое измерение и регистрация параметров r , L , C . Нажатием соответствующих клавиш на панели управления задаются вид измеряемого параметра, значение частоты напряжения генератора и форма представления результата. Микропроцессор по команде с панели управления включает генератор и считывает программу из постоянного запоминающего устройства (ПЗУ), определяющую последовательность операций. Переменное напряжение разбаланса моста преобразуется в постоянное напряжение, а затем с помощью АЦП — в числовой эквивалент. По значению числового эквивалента микропроцессор регулирует цепь моста до состояния равнове-

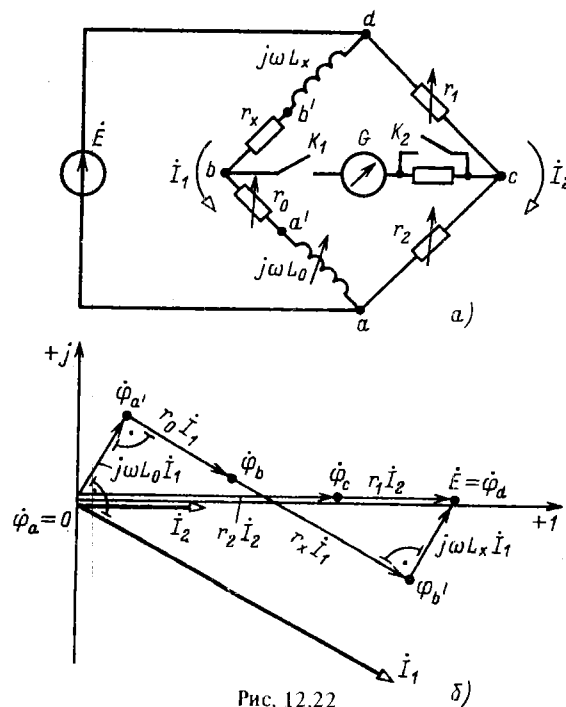


Рис. 12.22

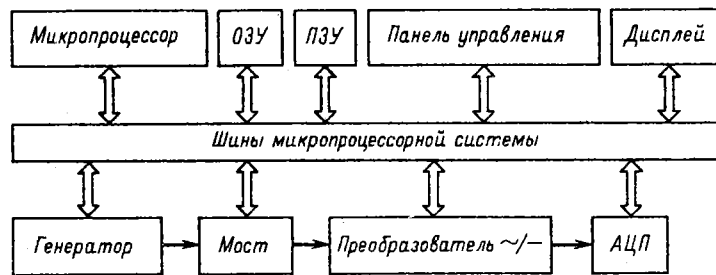


Рис. 12.23

сия. Один из вариантов регулировки моста заключается в применении управляемых резисторов, как и в ЦАП (см. рис. 10.122).

При достижении равновесия моста микропроцессорная система выполняет необходимые вычисления для получения результата измерения, преобразует его и выводит на дисплей в требуемой форме.

12.10. КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ

Основное назначение компенсационного метода — это измерение малых ЭДС, например термопары, и градуировка электроизмерительных приборов.

Простейшая принципиальная схема для измерения малых ЭДС показана на рис. 12.24, а. Вспомогательный источник регулируемого постоянного тока I (реостатом с сопротивлением r_p) подключен к потенциометру с сопротивлением r_n . Разность потенциалов точек a и b последнего уравнивает измеряемую ЭДС ($E_x = U_{ab}$), а разность потенциалов точек c и d — ЭДС образцовой меры, т. е. здесь нормального элемента ($E_{н.э} = U_{cd}$).

Для компенсации измеряемой E_x и нормальной $E_{н.э}$ ЭДС нужно перемещать подвижные контакты b и c до тех пор, пока гальванометры G_2 и G_1 не покажут отсутствие токов. Значение ЭДС $E_{н.э}$ известно точно, поэтому после компенсации ЭДС $E_{н.э}$ по отмеченному значению сопротивления r_1 рассчитывается точное значение тока в потенциометре $I = E_{н.э}/r_1$. Значение измеряемой ЭДС определяется из условия $E_x = U_{ab} = r_2 I = (r_2/r_1) E_{н.э}$, в котором значения r_1 и r_2 отсчитываются на шкале потенциометра.

Важное преимущество компенсационного метода — возможность измерять (или использовать для управления) ЭДС объектов малой мощности.

На рис. 12.24, б приведена схема компенсационного метода градуировки амперметра и вольтметра. Установив положения движков потенциометров так, чтобы токи нормальных элементов равнялись нулю,

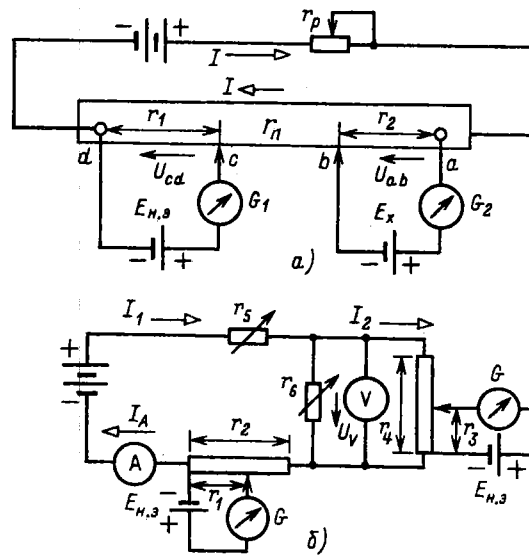


Рис. 12.24

и зная сопротивления потенциометров, получим соответствие между отклонениями стрелок амперметра и вольтметра и значениями измеренных токов:

$$I_A = I_1 = E_{н.э}/r_1; \quad U_V = r_4 I_2 = E_{н.э} r_4 / r_3.$$

Изменяя сопротивления регулируемых резисторов r_5 и r_6 , можно проградуировать шкалы амперметра и вольтметра.

12.11. ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ. ЭЛЕКТРОННЫЙ ВОЛЬТМЕТР

Одним из основных недостатков показывающих вольтметров с электромеханическими измерительными механизмами является относительно малое сопротивление цепи вольтметра (5–10 кОм), которое принято называть его входным сопротивлением. Объясняется это тем, что для получения достаточно большого вращающего момента, действующего на подвижную часть измерительного механизма в таких приборах, необходимо, чтобы токи в катушках (рис. 12.11, 12.12 и др.) были достаточно большими. Такими вольтметрами нельзя пользоваться при измерении напряжения на резисторе, сопротивление которого соизмеримо с входным сопротивлением вольтметра (см. рис. 12.2).

У электронных вольтметров большие входные сопротивления (до 10 МОм), что существенно расширяет возможную область их приме-

ния. Кроме того, электронные вольтметры могут иметь очень высокую чувствительность.

Существует много разновидностей электронных вольтметров. Рассмотрим одну из возможных схем (рис. 12.25), выполненную как мост постоянного тока. В два плеча моста включены одинаковые полевые транзисторы — VT_1 и VT_2 с управляющим p - n переходом и n -каналом (см. рис. 10.19, 10.20 и 10.25). Потенциометр RP_1 служит для компенсации различия параметров транзисторов. Равновесие моста определяется по нулевому положению стрелки включенного в диагональ моста показывающего прибора с электромеханическим измерительным механизмом (например, магнитоэлектрическим гальванометром) при короткозамкнутых входных выводах, т. е. $U_x = 0$. В этом случае, пренебрегая токами в цепях затворов, на основании уравнений по второму закону Кирхгофа, составленных для контуров, которые отмечены на рис. 12.25 пунктирной линией, напряжения между затворами и истоками обоих транзисторов будут одинаковыми:

$$U_{зи1} = U_{зи2} = U_{зи} = \frac{E_C r_1}{r} - r_2 I_C,$$

где $I_C = I_{C1} = I_{C2}$ — одинаковые токи транзисторов.

При помощи потенциометра RP_2 можно изменять режим работы транзисторов. Если на вход вольтметра подано измеряемое напряжение $U_x \neq 0$, то равновесие моста нарушится и появится ток в диагонали моста.

Отклонение стрелки прибора пропорционально значению измеряемого напряжения. Регулируемый резистор r_p служит для калибровки вольтметра и изменения пределов измерения.

Так как индикатором в электронном вольтметре служит показывающий прибор с электромеханическим измерительным механизмом, то

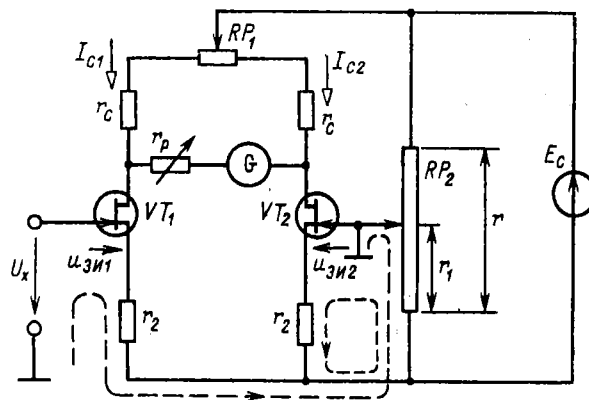


Рис. 12.25

точность электронного вольтметра не может быть выше точности последнего. В действительности точность электронного вольтметра из-за неидентичности транзисторов ниже точности индикатора. Большое входное сопротивление электронного вольтметра получается вследствие малого тока затвора транзистора VT_1 . Высокая чувствительность электронного вольтметра объясняется тем, что небольшое изменение измеряемого напряжения приводит к сильной разбалансировке моста и достаточно большому току в диагонали моста, где находится показывающий прибор.

Постоянный ток при помощи электронного вольтметра измеряется косвенно путем измерения падения напряжения, вызываемого этим током на резисторе с малым сопротивлением.

12.12. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ. ЦИФРОВОЙ ВОЛЬТМЕТР

Цифровые измерительные приборы широко применяются для измерения частоты, интервалов времени, напряжения, разности фаз и т. д. К их общим достоинствам относятся высокие чувствительность и точность, объективность отсчета показаний, возможность сопряжения с другими цифровыми устройствами для обработки результатов измерения, а к недостаткам — сложность изготовления и ремонта, высокая стоимость, а также утомление оператора при длительном наблюдении за цифровым индикатором.

Ограничимся здесь рассмотрением структурной схемы цифрового вольтметра постоянного напряжения (рис. 12.26). На рис. 12.27 приведена совмещенная временная диаграмма работы различных блоков структурной схемы.

Совместную работу блоков цифрового вольтметра синхронизирует блок управления, например мультивибратор (см. рис. 10.104), на выходных выводах которого формируются отрицательные импульсы напряжения u_1 с периодом повторения T . Импульсы напряжения u_1 одновременно включают генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) (см. рис. 10.108) и селектор. На выходе ГЛИН формируется напряжение, нарастающее по линейному закону, $u_{\text{ГЛИН}} = St$, которое

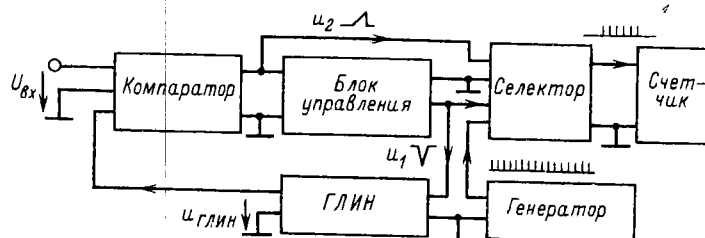


Рис. 12.26

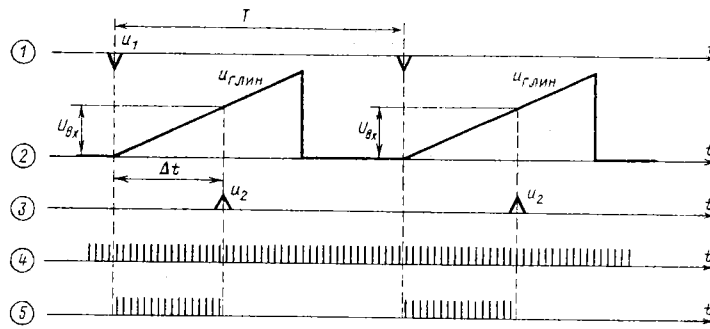


Рис. 12.27

подается на вход блока сравнения, т. е. компаратора (см. рис. 10.96). Селектор связывает выход высокочастотного импульсного генератора (частота f) со входом счетчика (см. рис. 10.117). В блоке сравнения линейно нарастающее напряжение ГЛИН сравнивается с измеряемым постоянным напряжением $U_{\text{ВХ}}$.

Через интервал времени Δt от начала запуска ГЛИН в работу напряжение на его выходе становится равным измеряемому напряжению, т. е. $U_{\text{ВХ}} = S\Delta t$, где S называется *крутизной преобразования*. В этот момент времени на выходе блока сравнения формируется положительный импульс напряжения u_2 , который поступает на вход селектора и прекращает связь между выходом высокочастотного генератора и входом счетчика. Таким образом, в цифровом вольтметре измеряемое напряжение сначала преобразуется в пропорциональный интервал времени $\Delta t = U_{\text{ВХ}}/S$, а затем этот интервал времени преобразуется в пропорциональное интервалу число импульсов

$$n = \Delta t f = f U_{\text{ВХ}} / S,$$

которое фиксируется цифровым индикатором.

Так как частота f велика, а крутизна преобразования S мала, то даже малым значениям входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$ соответствует большое число импульсов n , что обеспечивает высокие чувствительность и точность прибора. Цифровая индикация результатов измерения обеспечивает объективность отсчета показаний.

12.13. РЕГИСТРИРУЮЩИЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

Для регистрации быстро протекающих процессов, а также для измерения частоты, динамических характеристик [например, петли гистерезиса (см. рис. 8.10)], характеристик полупроводниковых приборов и электронных ламп служит электронно-лучевой осциллограф.

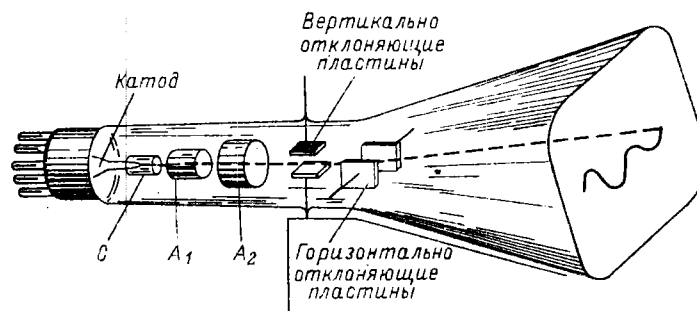


Рис. 12.28

Электронно-лучевая трубка (рис. 12.28) — важнейшая часть электронного осциллографа — состоит из электронного прожектора, отклоняющей системы и экрана. Электронный прожектор создает узкий электронный луч. Посредством отклоняющего устройства измеряемая величина управляет движением луча, который играет роль практически безынерционной подвижной части осциллографа. Экран покрыт слоем люминофора, и на нем под действием электронного луча образуется светящееся пятно. При отклонениях луча это пятно движется по экрану и дает изображение кривой исследуемого процесса. Электронный прожектор ("электронная пушка") состоит из подогревного катода, управляющего электрода C — модулятора — и двух анодов — A_1 и A_2 .

Электрическое поле, необходимое для ускорения электронов, обеспечивается высокими положительными потенциалами двух анодов — A_1 и A_2 — полых цилиндров с одной или более диафрагмами, помещенных на пути электронного луча. Последние служат для задержания электронов, сильно уклонившихся от оси луча. Напряжение между первым анодом A_1 и катодом составляет от одной десятой до одной трети напряжения между вторым анодом A_2 и катодом, равного 600–5000 В.

Для отклонения электронного луча в горизонтальном и вертикальном направлениях в трубке есть две пары отклоняющих пластин. Исследуемое периодическое напряжение подается на вертикально отклоняющие пластины, вследствие чего происходит отклонение луча в вертикальном направлении (по оси ординат). Горизонтально отклоняющие пластины необходимы для развертки исследуемого напряжения во времени (по оси абсцисс). Для этого в большинстве случаев на эти пластины подается периодическое пилообразное напряжение.

Структурная схема осциллографа (рис. 12.29) состоит из ряда блоков и ключей, при помощи которых можно получить различные режимы работы осциллографа.

Электронный осциллограф может работать в следующих основных режимах: в режиме внутренней синхронизации, в режиме внешней синхронизации, в автоматическом режиме и режиме специальной развертки.

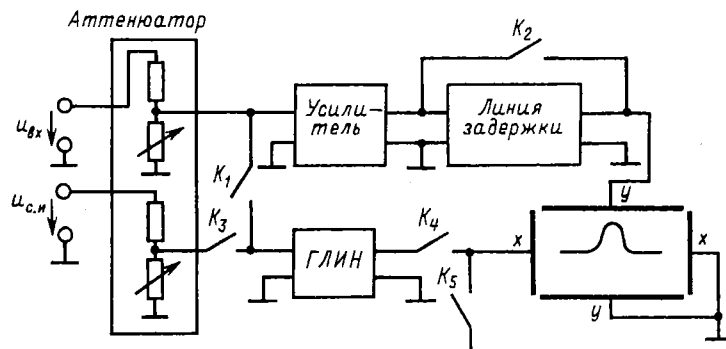


Рис. 12.29

Входной блок электронного осциллографа – аттенюатор – представляет собой калиброванный делитель напряжения, при помощи которого можно уменьшить напряжение входного сигнала $u_{вх}$, а также напряжение синхронизирующих импульсов $u_{с.и}$ в нужное число раз.

В режиме *внутренней синхронизации* замкнуты ключи K_1 , K_4 и напряжение входного сигнала через аттенюатор поступает на вход усилителя и вход ГЛИН. Напряжение с выхода ГЛИН поступает на горизонтально отклоняющие пластины $x - x$ осциллографа, и изображение электронного луча на экране начинает двигаться в горизонтальном направлении. Для того чтобы входной сигнал, поступающий после усиления на вертикально отклоняющие пластины $y - y$, был расположен в центре экрана, его необходимо, прежде чем подавать на эти пластины, задержать на некоторое время Δt при помощи линии задержки (рис. 12.30, а).

Недостатком режима внутренней синхронизации является возможное искажение исследуемого входного сигнала линией задержки.

В режиме *внешней синхронизации* замкнуты ключи $K_2 - K_4$ и запуск ГЛИН (см. рис. 10.105) осуществляется специальным импульсом синхронизации $u_{с.и}$, который предшествует входному сигналу $u_{вх}$ на время Δt (рис. 12.30, б). В этом случае линия задержки не нужна и можно получить более точное воспроизведение входного сигнала.

В *автоматическом режиме* замкнуты ключи K_2 , K_4 и на выходе ГЛИН получается пилообразное напряжение с частотой f_r . Если частота f_r совпадает с частотой f периодического напряжения на входе осциллографа или кратна ей, то на экране осциллографа наблюдается неподвижное изображение (рис. 12.30, в).

В режиме *специальной развертки* замкнуты ключи K_2 , K_5 и на горизонтально отклоняющие пластины осциллографа подается какое-либо специальное периодическое напряжение u_x . Поэтому при помощи осциллографа можно проводить некоторые специальные измерения. На-

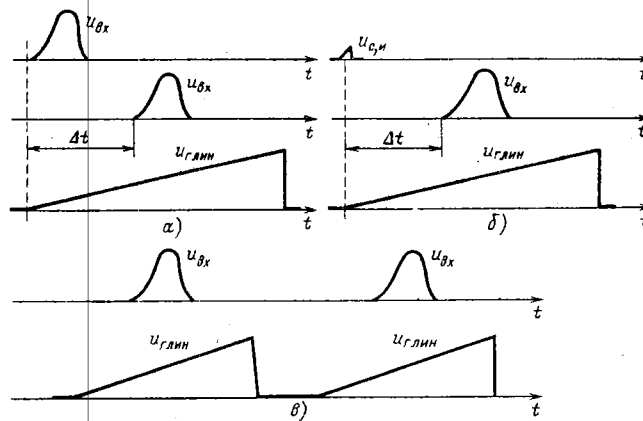


Рис. 12.30

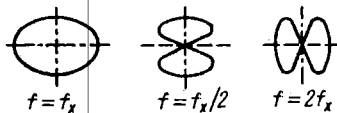


Рис. 12.31

пример, если на пластины $x - x$ подано синусоидальное напряжение $u_x = U_m \sin 2\pi f_x t$, то можно измерить частоту f входного напряжения, если оно также синусоидальное и частота кратна частоте f_x . В зависимости от кратности отношения частот f/f_x на экране осциллографа наблюдаются различные фигуры (рис. 12.31).

Чувствительность осциллографа называется отношение вертикального отклонения светового пятна на экране в миллиметрах к значению входного напряжения в вольтах. Чувствительность самой трубки без усилителя относительно низкая, примерно 0,5–1 мм/В. Однако применение усиления повышает чувствительность осциллографа до 1–2 мм/мВ.

Фотографирование кривых с экрана осциллографа возможно при помощи специальных приставок.

Для регистрации медленно изменяющихся во времени величин (с частотой до 10 Гц) применяются самопишущие приборы. Запись текущего значения регистрируемой величины производится на движущейся бумаге в координатах "измеряемая величина – время". Значение измеряемой величины определяется положением подвижной части измерительного механизма, например магнитоэлектрического.

Для регистрации информации в цифровой и буквенной формах применяются алфавитно-цифровые печатающие устройства (АЦП), магнитофоны и дисплеи. Последние применяются также для регистрации графической информации.

12.14. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Типовая измерительная система содержит стандартные устройства: датчики измеряемых величин, цифровые измерительные приборы, регистрирующие приборы, контроллер и системный интерфейс (рис. 12.32).

Датчики и первичные преобразователи подключаются непосредственно к исследуемому объекту и служат для получения исходной информации (например, частоты вращения n , мощности P вала электродвигателя и т. п.) в виде доступных для измерения электрических величин в аналоговой форме.

Цифровые приборы измеряют аналоговые электрические величины, преобразованные в числовые эквиваленты.

Контроллер представляет собой программно-управляемое устройство на основе микропроцессоров.

Регистрирующие устройства (алфавитно-цифровое печатающее устройство, графопостроитель, магнитофон и т. п.) позволяют документировать информацию о результатах измерения.

Интерфейс содержит совокупность электрических, механических и программных средств, позволяющих соединять между собой различные части измерительной системы.

Работой системы управляет контроллер. По команде контроллера интерфейс устанавливает все приборы системы в исходное состояние. Следующая команда переводит все приборы в режим дистанционного управления. Управление системой заключается в передаче адресов и команд из контроллера, по которым происходит выборка передающих и принимающих информацию приборов и соответствующих линий связи.

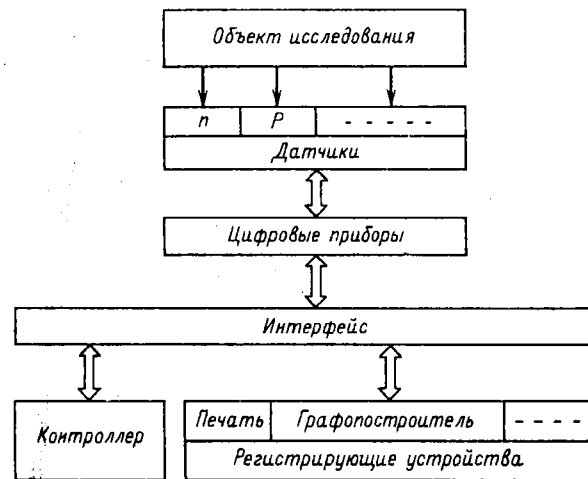


Рис. 12.32

Различают контроллеры без обработки и с обработкой данных. В последнем случае контроллеры помимо функций управления выполняют также логические и математические операции, необходимые для анализа данных измерения, их обработки по программе и принятия решений, определяющих работу отдельных приборов и системы в целом.

Применение измерительных систем обеспечивает: многофункциональность; автоматизацию процессов измерения, калибровки и статистической обработки; дистанционность управления; проведение косвенных и сорокупных измерений; запоминание выборок; автоматизацию поверочных процедур.

12.15. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Преобразователи неэлектрических величин (температуры, давления, координаты пространственного расположения и т. п.) дают возможность применять для их определения приборы и методы измерения электрических величин.

Различают параметрические и генераторные преобразователи. В первых измеряемая неэлектрическая величина вызывает изменение одного из электрических параметров элемента электрической цепи, которым является преобразователь, во вторых она преобразуется в ЭДС.

К параметрическим преобразователям относятся:

реостатный, основанный на изменении сопротивления участка проводника r , длину которого определяет положение подвижного контакта, зависящее от координаты x контролируемого объекта;

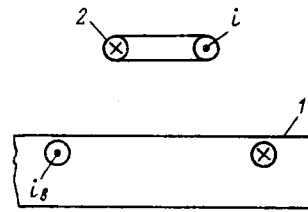
термочувствительный, основанный на зависимости сопротивления r полупроводниковых резисторов (терморезисторов) от температуры ϑ ;

тензометрический, основанный на зависимости сопротивления участка проводников (из некоторых металлов) и полупроводников от механических напряжений, возникающих, например, при их изгибах или скручивании;

электромагнитный, объединяющий обширную группу преобразователей, в которых параметры электромагнитного поля зависят от параметров контролируемого объекта.

В *емкостном* преобразователе используется зависимость емкости C конденсатора от взаимного расположения его электродов, связанного с координатой x контролируемого объекта. Аналогично в *индуктивном* преобразователе используется зависимость индуктивности катушки от положения сердечника $L(x)$ или взаимной индуктивности двух катушек от их взаимного расположения $M(x)$.

В *вихретоковом* преобразователе (рис. 12.33) используется зависимость интенсивности вихревых токов i_v , возбуждаемых в контролируемом изделии I синусоидальным током i высокой частоты в катушке 2, от электропроводности. Чем больше интенсивность вихревых



токов, т. е. меньше повреждений в изделии и больше его проводимость, тем меньше сопротивление цепи возбуждения. Для повышения чувствительности преобразователя между катушкой возбуждения и контролируемым изделием помещают измерительную катушку.

К генераторным преобразователям относятся:

пьезоэлектрический, представляющий собой кристалл (кварц, сегнетовая соль и др.), в котором ЭДС возникает под действием внешних механических сил, например давления на поверхность кристалла;
термоэлектрический, основанный на зависимости ЭДС термопары от разности температур $\Delta\vartheta$ ее частей (см. рис. 12.10), и т. д.

Электрические параметры параметрических преобразователей измеряются мостовыми методами и логометрами, ЭДС генераторных преобразователей — вольтметрами и компенсационным методом.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

13.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электрические машины постоянного тока (двигатели и генераторы) находят широкое применение в различных областях техники. Основное достоинство двигателей постоянного тока заключается в возможности плавного регулирования частоты вращения и получения больших пусковых моментов, что очень важно для тяговых двигателей на электрическом транспорте, а также для привода различного технологического оборудования.

Электрические машины постоянного тока малой мощности применяются в системах автоматического регулирования как для привода исполнительных механизмов, так и в качестве датчиков частоты вращения подвижных частей регулируемой системы.

Генераторы постоянного тока входят в состав систем электропитания специального оборудования, например в радиотехнических установках, при зарядке аккумуляторов, для питания электролитических ванн и т. д.

Общим недостатком электрических машин постоянного тока является сложность их конструкции, связанная главным образом со щеточно-коллекторным аппаратом. Кроме того, в коллекторно-щеточном аппарате, осуществляющем постоянную перекоммутацию цепей электриче-

ской машины, возникает искрение. Это снижает надежность машин и ограничивает область их применения. Существенным недостатком двигателей постоянного тока является необходимость предварительного преобразования для них электрической энергии цепи переменного тока в электрическую энергию цепи постоянного тока.

13.2. УСТРОЙСТВО МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Машину постоянного тока в основном можно разделить на неподвижную и вращающуюся части. Неподвижная часть состоит из станины (рис. 13.1), на которой укреплены главные полюсы для возбуждения главного магнитного потока и дополнительные для улучшения коммутации в машине (см. § 13.8).

Главный полюс состоит из сердечника, набранного из листовой стали и укрепленного болтами на станине, и обмотки возбуждения. Сердечник на свободном конце снабжается полюсным наконечником для создания требуемого распределения магнитного потока.

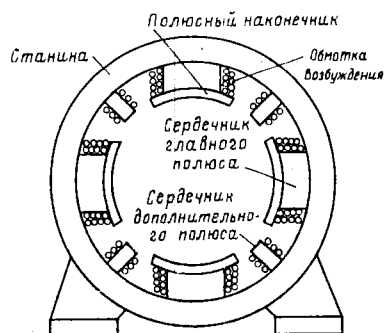


Рис. 13.1

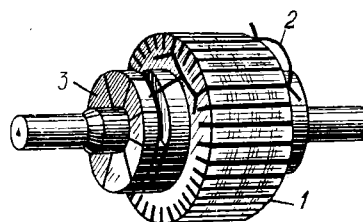


Рис. 13.3

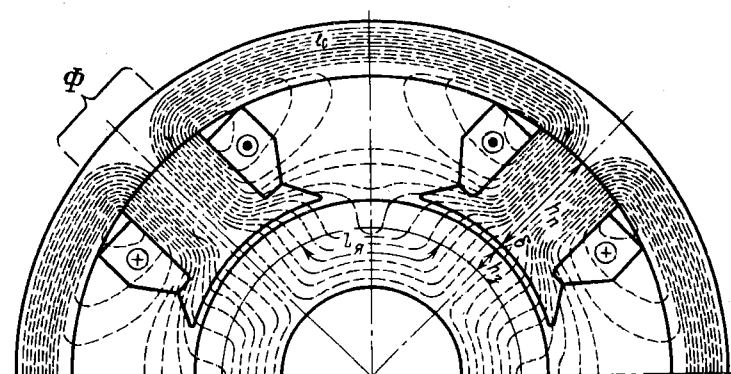


Рис. 13.2

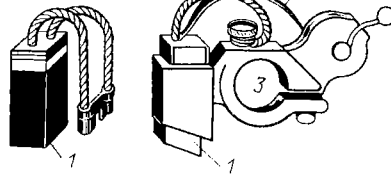


Рис. 13.4

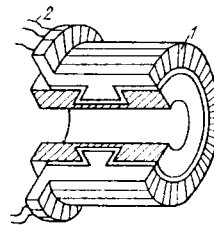


Рис. 13.5

Станина является ярмом машины, т. е. частью, замыкающей магнитную цепь главного потока Φ (рис. 13.2). Она изготавливается из литой стали, так как магнитный поток в ней относительно постоянен. Дополнительные полюсы устанавливаются на станине между основными. На сердечниках дополнительных полюсов располагаются обмотки, которые соединяются последовательно с якорем.

Якорем называют часть машины, в обмотке которой при вращении ее относительно главного магнитного поля индуцируется ЭДС. В машине постоянного тока якорь (рис. 13.3) состоит из зубчатого сердечника 1, обмотки 2, уложенной в его пазах, и коллектора 3, насаженного на вал якоря. Сердечник якоря набирается из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм, изолированных друг от друга лаком.

Для отвода тока от коллектора служат щетки, установленные в щеткодержателях (рис. 13.4). Щетку 1 к коллектору прижимает пружина 2. Ток от щетки отводится специальным гибким кабелем. Щеткодержатели надеваются на щеточную траверсу (отверстие 3), от которой они электрически изолируются. Траверса крепится соосно с якорем так, что ее можно поворачивать, изменяя положение щеток по отношению к полюсам машины.

У всех электрических машин постоянного тока есть *коллектор*. Это полый цилиндр, собранный из изолированных друг от друга клинообразных медных пластин 1 (рис. 13.5). Пластины коллектора изолированы также от вала машины. Проводами 2 они соединяются с витками обмотки, размещенной в пазах якоря. Вращающаяся обмотка соединяется с внешней цепью скользящим контактом между щетками и коллектором.

13.3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Как и все электрические машины, машина постоянного тока обратима. Она работает в режиме генератора, если ее якорь вращается первичным двигателем, главное магнитное поле возбуждено, а цепь якоря соединена через щетки с приемником. При таких условиях под действием ЭДС, индуцируемой в обмотке якоря, в замкнутой цепи

якорь — приемник возникает ток (рис. 13.6, а), совпадающий с ЭДС по направлению.

Взаимодействие тока якоря с главным магнитным полем создает на валу генератора тормозной момент, который преодолевается первичным двигателем. Генератор преобразует механическую энергию в электрическую.

В двигательном режиме цепи якоря и возбуждения машины присоединены к источнику электроэнергии. Взаимодействие тока якоря с главным магнитным полем создает вращающий момент. Под действием последнего вращающийся якорь преодолевает момент нагрузки на валу. Двигатель преобразует электрическую энергию в механическую. При этом ЭДС якоря противодействует току в цепи якоря и направлена ему навстречу (рис. 13.6, б).

Возбуждение главного магнитного поля возможно с помощью либо электромагнитов, либо постоянных магнитов. Последнее менее распространено.

Все рабочие характеристики машин постоянного тока при работе как в режиме генератора, так и в режиме двигателя зависят от способа включения цепи возбуждения по отношению к цепи якоря. Соединение этих цепей может быть параллельным, последовательным, смешанным, и, наконец, цепи эти могут быть независимы одна от другой.

В машинах с независимым возбуждением обмотка возбуждения, имеющая w_b витков, подключается к независимому источнику электроэнергии (рис. 13.7), благодаря чему ток в ней не зависит от напряжения на выводах якоря машины. Для этих машин характерна независимость главного потока от нагрузки машины.

У машин с параллельным возбуждением цепь обмотки возбуждения соединяется параллельно с цепью якоря (рис. 13.8, а). В этом случае

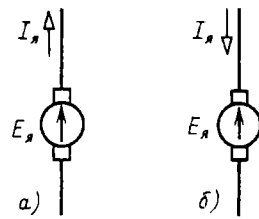


Рис. 13.6

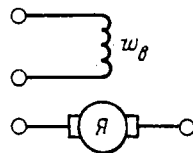


Рис. 13.7

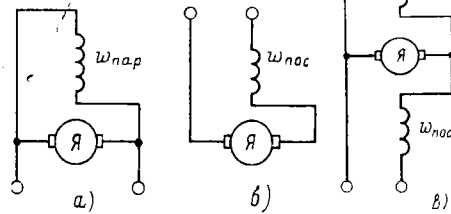


Рис. 13.8

ток возбуждения $I_{\text{в}}$ во много раз меньше тока якоря ($0,05-0,01$), а напряжение U между выводами цепей якоря и возбуждения одно и то же. Следовательно, сопротивление обмотки возбуждения ($r_{\text{в}} = U/I_{\text{в}}$) должно быть относительно велико. Обмотка возбуждения машины параллельного возбуждения имеет большое число витков $w_{\text{пар}}$ из тонкого провода и, следовательно, значительное сопротивление. Для машин параллельного возбуждения, работающих в системе большой мощности, характерно постоянство главного магнитного потока и его небольшая зависимость от условий нагрузки машины.

У машин с последовательным возбуждением ток якоря $I_{\text{я}}$ равен току обмотки возбуждения (рис. 13.8, б), поэтому она выполняется проводом большого сечения. Значение тока $I_{\text{я}}$ в обмотке последовательного возбуждения велико, так что для получения необходимой МДС ($I_{\text{я}} w_{\text{пос}}$) обмотка может иметь малое число витков $w_{\text{пос}}$. Следовательно, сопротивление $r_{\text{в}}$ обмотки последовательного возбуждения относительно мало. Для этих машин характерны изменения в широких пределах главного магнитного потока при изменениях нагрузки машины вследствие изменений тока якоря, т. е. и тока возбуждения.

В машинах со смешанным возбуждением на каждом полюсном сердечнике расположены две обмотки (рис. 13.8, в). Одна из этих обмоток с числом витков $w_{\text{пар}}$ подключена параллельно якорю, вторая обмотка с числом витков $w_{\text{пос}}$ — последовательно.

В зависимости от преобладания МДС, созданных последовательной или параллельной обмоткой возбуждения, машина по своим характеристикам может быть машиной последовательного возбуждения с небольшой параллельной обмоткой возбуждения или машиной параллельного возбуждения с небольшой последовательной обмоткой возбуждения. В большинстве машин смешанного возбуждения применяется согласное соединение, т. е. МДС двух обмоток складываются. Встречное соединение, при котором МДС обмоток имеют противоположное направление, применяется в немногих специальных случаях.

13.4. АНАЛИЗ РАБОТЫ ЩЕТОЧНОГО ТОКОСЪЕМА

Во вращающейся обмотке якоря машины постоянного тока индуцируется переменная ЭДС, и для ее выпрямления необходим коллектор.

Процесс выпрямления ЭДС в машине постоянного тока удобно проследить на простейшем примере генератора постоянного тока (рис. 13.9, а), в котором нет ферромагнитного сердечника якоря, магнитное поле главных полюсов однородное с индукцией B_0 , а обмотка якоря представляет собой два одинаковых витка 1 и 2 площадью S каждый, расположенных во взаимно перпендикулярных плоскостях и подключенных к коллектору.

При вращении витков 1 и 2 с угловой скоростью ω по направлению движения часовой стрелки в них индуцируются ЭДС, положительные направления которых определяются правилом буравчика (см. рис. 2.5, б), а значение по (2.15)

$$e_1 = -d\Phi_1/dt = E_m \cos \omega t; \quad e_2 = -d\Phi_2/dt = E_m \sin \omega t,$$

где $\Phi_1 = -\Phi_0 \sin \omega t$ и $\Phi_2 = \Phi_0 \cos \omega t$ — нормальные к плоскостям витков 1 и 2 составляющие главного магнитного потока $\Phi_0 = B_0 S$.

Так как виток 1 подключен к пластинам 1 и 3, а виток 2 — к пластинам 2 и 4 коллектора, то при отключенной нагрузке, т. е. в режиме холостого хода, между этими пластинами будут напряжения

$$u_{13} = e_1 = E_m \cos \omega t; \quad u_{24} = e_2 = E_m \sin \omega t.$$

При вращении выводы генератора подключаются к виткам 1 и 2 через неподвижные щетки, расположенные в вертикальной плоскости, и коллектор так, что за один оборот коллектора его пластины 3, 4, 1, 2, 3 последовательно контактируют со щеткой *a*, а пластины 1, 2, 3, 4, 1 — со щеткой *b*. Следовательно, напряжение между щетками *a* и *b*, т. е. напряжение генератора постоянного тока, будет изменяться в соответствии с временной последовательностью их контактирования с пластинами коллектора: $u_{ab} = u_{31}$, $u_{ab} = u_{42}$, $u_{ab} = u_{13}$, $u_{ab} = u_{24}$, $u_{ab} = u_{31}$ (рис. 13.9, б, сплошная тонкая линия), где $u_{31} = -u_{13} = -E_m \cos \omega t$; $u_{42} = -u_{24} = -E_m \sin \omega t$.

Если изменить направление вращения витков и коллектора, то, во-первых, изменится знак нормальной составляющей главного магнитного потока к плоскости витка 1, т. е. $\Phi_1 = \Phi_0 \sin \omega t$, а следовательно

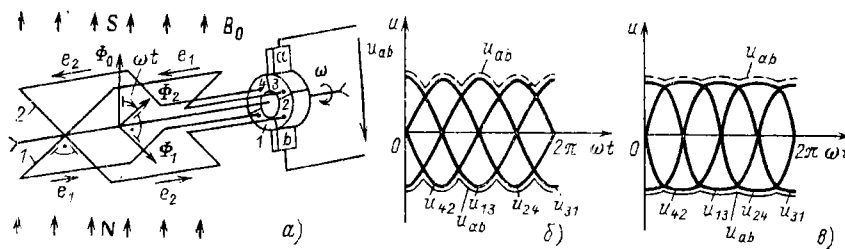


Рис. 13.9

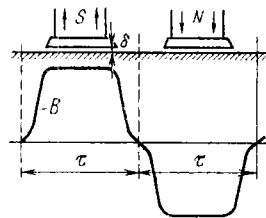


Рис. 13.10

но, и знак ЭДС, индуцируемой им в этом витке, $e_1 = d\Phi_1/dt = -E_m \cos \omega t$; во-вторых, за один оборот коллектора со щеткой a будут последовательно контактировать пластины 3, 2, 1, 4, 3, а со щеткой b — пластины 1, 4, 3, 2, 1. В соответствии с временной последовательностью контактирования коллектора со щетками будет изменяться и напряжение генератора постоянного тока: $u_{ab} = u_{31}$, $u_{ab} = u_{24}$, $u_{ab} = u_{13}$, $u_{ab} = u_{42}$, $u_{ab} = u_{31}$ (рис. 13.9, б, штриховая линия), где $u_{13} = e_1 = -E_m \cos \omega t$; $u_{31} = -u_{13} = E_m \cos \omega t$; $u_{24} = e_2 = E_m \sin \omega t$; $u_{42} = -u_{24} = -E_m \sin \omega t$.

Применение ферромагнитного якоря и полюсных наконечников позволяет получать равномерное распределение индукции B в воздушном зазоре δ машины (рис. 13.10) и таким образом уменьшать пульсацию напряжения генератора. Если витки 1 и 2 генератора постоянного тока (рис. 13.9, а) расположить в пазах якоря, вращающегося в магнитном поле главных полюсов с полюсными наконечниками, то напряжение генератора (рис. 13.9, в) меньше пульсирует, чем при вращении этих витков в однородном магнитном поле (рис. 13.9, б).

Если число пар полюсов машины p больше 1, как на рис. 13.9 и 13.10, то соответственно должно быть увеличено и число щеток, чтобы соединять между собой параллельные ветви обмотки якоря.

Для упрощения рисунков, поясняющих работу машины, будем в дальнейшем пользоваться видом торцевого сечения ее якоря и главных полюсов со стороны, противоположной коллектору при вращении якоря генератора по направлению движения часовой стрелки. На рис. 13.11, а показано такое изображение четырехполюсного ($p = 2$) генератора постоянного тока, в котором две одновитковые обмотки 1 и 2 соединены между собой параллельно.

Индуцируемые в витках 1 и 2 одинаковые переменные ЭДС ($e_1 = e_2$) изменяются с угловой частотой 2ω и выпрямляются при помощи коллектора (рис. 13.11, б).

В генераторе щетки и коллектор необходимы для выпрямления переменной ЭДС витков обмотки якоря. В двигателе коллектор и щетки

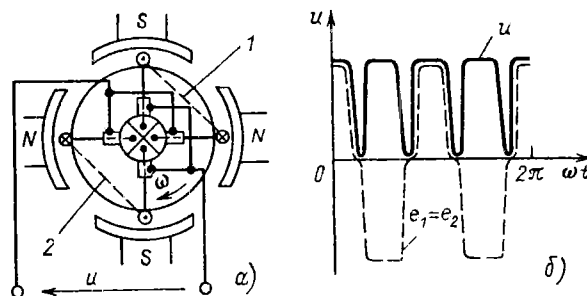


Рис. 13.11

ки обеспечивают непрерывность вращения якоря. Во всех проводах параллельных ветвей обмотки якоря ток один и тот же: $I = I_{\text{я}}/2a$, где a — число пар параллельных ветвей. Если на все эти провода действует электромагнитная сила одного и того же направления, то двигатель развивает наибольший вращающий момент. Когда же провод переходит из области одного полюса в область другого, то одновременно щетки и коллектор производят переключение в нем направления тока, так что сохраняется неизменным направление вращающего момента.

13.5. ОБМОТКИ БАРАБАННОГО ЯКОРЯ

Провода, уложенные в пазах якоря, должны быть соединены между собой наиболее целесообразным образом, чтобы образовать обмотку якоря машины.

В современных машинах постоянного тока в большинстве случаев применяется барабанный якорь. Барабанный якорь представляет собой цилиндр (см. рис. 13.3), собранный из изолированных друг от друга листов электротехнической стали. Каждый из витков обмотки барабанного якоря должен иметь ширину, близкую к ширине полюсного деления τ , т. е. длине дуги под полюсом, стягивающей центральный угол $360^\circ/2p$, для того чтобы ЭДС, индуцируемые в двух сторонах витка, складывались. Укороченный шаг намотки принимается для уменьшения лобовых частей.

Вместо одного витка в пазы обычно закладывается многовитковая секция (рис. 13.12, б). Возможны два основных способа соединения отдельных секций в обмотку.

Чтобы присоединить следующую секцию обмотки, можно вернуться под исходный полюс (рис. 13.12, а); таким образом, при поступательно-возвратном движении вдоль окружности якоря выполняется простая *петлевая обмотка*, называемая также *параллельной обмоткой*. На схемах обмотки показываются не отдельные витки, а только стороны секций. Щетки делят на петлевую обмотку на столько параллельных ветвей a , сколько полюсов p имеет машина, т. е. при петлевой обмотке $a = p$. Простую петлевую обмотку имеют двухполюсные машины малой мощности (до 1 кВт) и машины мощностью свыше 500 кВт.

Другой способ образования обмотки машины постоянного тока — это соединение между собой секций (рис. 13.13, б), лежащих под следующими по окружности якоря полюсами, выполняемое при поступательном движении вдоль окружности якоря (рис. 13.13, а). Так выполняется простая *волновая обмотка*, называемая также *последовательной*. Число параллельных ветвей при волновой обмотке равно двум ($2a = 2$) независимо от числа полюсов машины. Чтобы замкнуть волновую обмотку, т. е. включить в нее все секции обмотки, нужно несколько раз обойти окружность якоря, а петлевая обмотка замыка-

Рис. 13.12

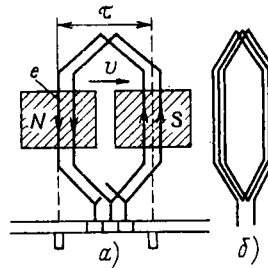
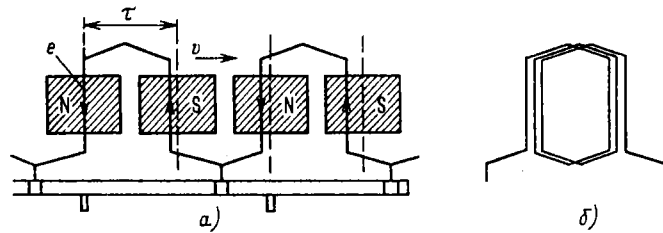


Рис. 13.13



ется после одного обхода якоря. Простая волновая обмотка применяется для машин малой и средней мощности (до 500 кВт) при напряжении 110 В и выше.

Множественные обмотки получают путем укладки на якоре m простых обмоток; число параллельных ветвей при этом увеличивается в m раз. Такие обмотки применяются в машинах большой мощности.

13.6. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

При движении провода обмотки якоря в магнитном поле под полюсом (рис. 13.14) провод пересекает линии магнитного поля с индукцией B и в нем по закону электромагнитной индукции (2.15) индуцируется ЭДС

$$e_1 = -d\Phi/dt = Blv,$$

где l — активная длина провода; v — окружная скорость якоря.

Это — мгновенное значение ЭДС, изменяющееся из-за изменения магнитной индукции вдоль полюсного деления. Чтобы определить среднее значение этой ЭДС, подставим в ее выражение среднее значение магнитной индукции $B_{\text{ср}}$ под полюсом в пределах полюсного деления:

$$E_{1\text{ср}} = B_{\text{ср}} l v.$$

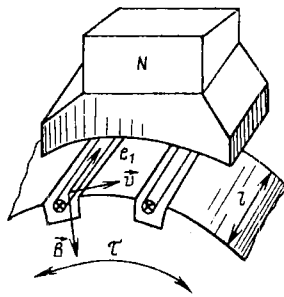


Рис. 13.14

Окружную скорость v можно выразить через частоту вращения якоря n , об/мин, ширину полюсного деления τ и число полюсов $2p$:

$$v = \pi D n / 60; \quad \pi D = \tau \cdot 2p,$$

где D — диаметр сердечника якоря.

Следовательно,

$$v = 2p n \tau / 60;$$

$$E_{\text{иср}} = B_{\text{ср}} l \tau \cdot 2p n / 60.$$

Учтем, что $l \tau = S_{\text{пол}}$ — площадь полюсного деления (рис. 13.14), а $S_{\text{пол}} B_{\text{ср}} = \Phi$ — магнитный поток одного полюса. Поэтому

$$E_{\text{иср}} = 2p n \Phi / 60.$$

Обмотка якоря состоит из N активных проводов. Щетки делят эту обмотку на $2a$ параллельных ветвей. Таким образом, в пределах каждой параллельной ветви последовательно соединяются $N/2a$ активных проводов; ЭДС якоря — это ЭДС одной параллельной ветви обмотки, а эта последняя равна сумме ЭДС, индуцируемых в составляющих ее проводах. Следовательно, ЭДС якоря

$$E_{\text{я}} = E_{\text{иср}} N / (2a),$$

или

$$E_{\text{я}} = \frac{p}{a} N \Phi \frac{n}{60} = c_E \Phi n, \quad (13.1)$$

где c_E — постоянный для данной машины коэффициент.

В генераторе ЭДС $E_{\text{я}}$ возбуждает ток якоря $I_{\text{я}}$ и совпадает с ним по направлению (см. рис. 13.6, а). У двигателя ЭДС $E_{\text{я}}$ направлена против тока $I_{\text{я}}$ (см. рис. 13.6, б) и называется *противо-ЭДС*.

Электродвижущую силу якоря можно регулировать посредством изменения главного магнитного потока или посредством изменения частоты вращения якоря.

При работе машины постоянного тока в режиме генератора взаимодействие тока якоря с главным магнитным полем машины создает тормозной момент, который должен преодолевать первичный двигатель. При работе машины в режиме двигателя взаимодействие тока якоря с главным магнитным полем создает вращающий момент. Направление передачи энергии при этих двух режимах различное, но природа *электромагнитного момента*, действующего на якорь, одна и та же.

На каждый из N активных проводов обмотки якоря, находящихся под полюсами машины, действует сила $F = B\ell^*$. Сумма этих сил создает электромагнитный момент, действующий на якорь:

$$M_{\text{эм}} = \frac{D}{2} \sum_{k=1}^N F_k,$$

или, если пользоваться понятием среднего значения индукции под полюсом,

$$M_{\text{эм}} = \frac{D}{2} NB_{\text{ср}} \ell.$$

Окружность якоря выразим через ширину полюсного деления $\pi D = 2p\tau$, а затем заменим $B_{\text{ср}} \ell \tau$ на Φ . Таким образом,

$$M_{\text{эм}} = pN\Phi I / \pi.$$

Наконец, вместо тока I одного провода введем в выражение момента общий ток якоря $I_{\text{я}} = I \cdot 2a$. После этой подстановки получим

$$M_{\text{эм}} = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N\Phi I_{\text{я}} = c_M \Phi I_{\text{я}}, \quad (13.2)$$

где $c_M = c_E \cdot 60 / (2\pi)$ — величина, постоянная для данной машины.

13.7. РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ

Реакцией якоря называется воздействие тока якоря на магнитное поле машины. Реакция якоря в большинстве случаев — явление нежелательное, искажающее главное магнитное поле и тем самым ухудшающее условия работы машины, поэтому при конструировании машины предусматриваются меры для уменьшения ее влияния.

Пока магнитное поле машины создается только током в обмотке возбуждения ($I_{\text{я}} = 0$), оно симметрично по отношению к оси сердечников полюсов и под полюсами почти равномерно. На рис. 13.15, а показано схематически такое поле двухполюсной ($p = 1$) машины. *Геометрическая нейтраль* $n - n'$ — линия, перпендикулярная оси полюсов и разделяющая на дуге якоря области северного и южного полюсов, совпадает в этих условиях с *физической нейтралью* — линией, проходящей через точки окружности якоря, где магнитная индукция равна нулю. Щетки, условно показанные опирающимися на якорь (хотя фактически они установлены на коллекторе), находятся на геометрической нейтрали.

* Фактически эта сила приложена к зубцам якоря.

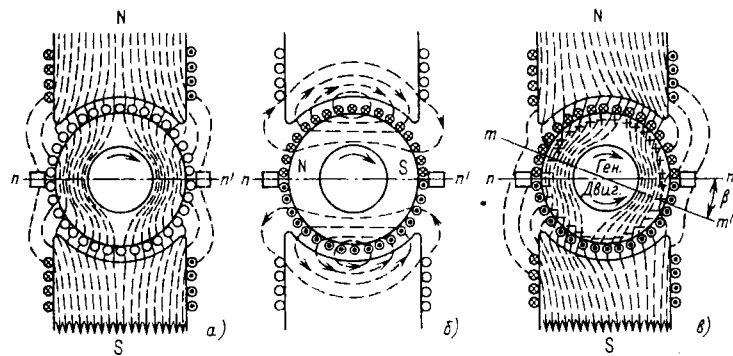


Рис. 13.15

При токе в обмотке якоря он становится электромагнитом, ось которого направлена по оси щеток (рис. 13.15, б). По отношению к оси поля главных полюсов ось поля якоря направлена перпендикулярно, пока щетки стоят на геометрической нейтрали; в этих условиях поле якоря поперечное.

В современных машинах постоянного тока щетки устанавливаются на геометрической нейтрали. Но если щетки смещены с нее, то кроме поперечного поля возникает и продольное поле реакции якоря.

При нагрузке машины реакция якоря, воздействуя на главное поле, создает результирующее поле, характер которого примерно показан на рис. 13.15, в. Линии магнитного поля в машине смещаются по направлению ее вращения в генераторном режиме или против направления вращения в двигательном режиме. При этом поток распределяется несимметрично по отношению к оси полюсов — ослабляется под одним краем и усиливается под другим. Вместе с тем в результате реакции якоря физическая нейтраль $m-m'$ смещается по отношению к геометрической $n-n'$ на угол β и щетки оказываются вне физической нейтрали.

Рассмотрим, как распределяется магнитная индукция под полюсами вследствие реакции якоря. Пока поле создается только главными полюсами, оно симметрично по отношению к оси полюсов и под полюсами почти равномерно (рис. 13.16, кривая 1). Обмотка якоря распределяется вдоль окружности якоря в пазах. Поэтому ток в обмотке якоря создает МДС, которая изменяется ступенчато вдоль этой окружности. Но так как число пазов довольно велико, то можно заменить ступенчатую кривую прямой. Наибольшее значение МДС якоря достигается на оси щеток (кривая 2). Если рассматривать поле якоря независимо от главного, то распределение его магнитной индукции будет в большей мере определяться магнитным сопротивлением на пути потока якоря. Это сопротивление относительно мало и постоянно вдоль

окружности под полюсами машины и сильно возрастает в промежутке между полюсами. Вследствие такого влияния кривая 3 — распределения индукции поля якоря — имеет седлообразный характер.

Если сердечники полюсов машины в рабочих условиях не насыщаются, то поле машины при нагрузке можно определить путем наложения на главное поле поля якоря. При таком наложении магнитный поток, возбуждающий ЭДС якоря, остается прежним, но изменится его распределение вдоль окружности якоря (кривая 4).

При этом физическая нейтраль не будет совпадать с геометрической, и так как щетки стоят на геометрической нейтрали, то из-за реакции якоря при нагрузке они окажутся вне физической нейтрали.

Искажение магнитного поля под полюсами сопровождается значительным местным повышением магнитной индукции. Мгновенные значения ЭДС, индуцируемой в секции обмотки при ее движении, пропорциональны этой индукции. Следовательно, искажение поля может вызвать такое повышение напряжения между соседними пластинами коллектора (свыше 30–50 В), при котором между этими пластинами возможно возникновение опасных устойчивых дуговых разрядов (кругового огня по коллектору).

До сих пор не учитывалось влияние насыщения магнитопровода при реакции якоря. Под одним краем полюса магнитная индукция возрастает настолько, что зубцы якоря и сердечника полюсов вдоль этого участка насыщаются (рис. 13.16, заштрихованная часть графика 4), в результате чего поле якоря ослабляет главное магнитное поле под одним краем полюса больше ($-\Delta B$, рис. 13.17), чем усиливает это поле под другим краем полюса ($+\Delta B$). Таким образом, реакция якоря вызывает еще уменьшение главного магнитного потока, которому пропорциональна ЭДС якоря.

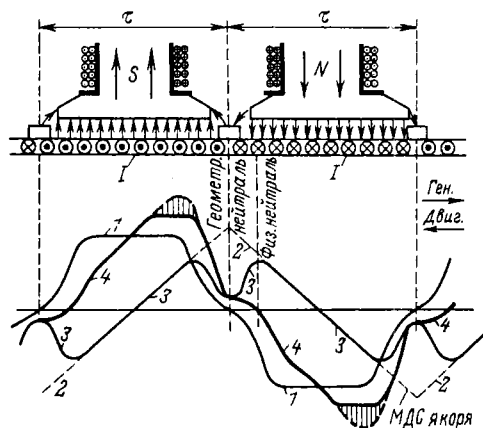


Рис. 13.16

При работе машины в генераторном режиме это вызывает понижение напряжения, при работе в двигательном режиме — уменьшение вращающего момента и частоты вращения.

Для ослабления реакции якоря при конструировании машины предусматривается увеличение магнитного сопротивления на пути потока якоря — воздушный зазор между якорем и полюсными наконечниками делается относительно большим, а сечение зубцов якоря выбирается таким, чтобы индукция в них была велика. Дальнейшее увеличение индукции вызывает насыщение зубцов и возрастание их магнитного сопротивления, что эквивалентно некоторому увеличению воздушного зазора на пути потока якоря. Однако для поддержания нужного потока в машине при увеличении магнитного сопротивления необходимо соответствующее увеличение МДС главных полюсов, а следовательно, увеличение габаритов и массы машины.

Для того чтобы улучшить условия коммутации, большинство современных машин постоянного тока снабжается *дополнительными* полюсами (см. § 13.8). Они устанавливаются на станине машины по линии геометрической нейтрали. Обмотки дополнительных полюсов соединяются через щетки последовательно с обмоткой якоря так, чтобы направление напряженности поля от дополнительных полюсов было противоположно направлению напряженности поля реакции якоря. Таким образом, дополнительные полюсы компенсируют поле реакции якоря в относительно узкой зоне коммутируемых секций. Тем самым предупреждается смещение физической нейтрали по отношению к геометрической.

Поскольку поле от дополнительных полюсов создается током якоря, компенсация реакции якоря автоматически устанавливается при любых нагрузках машины; при этом необходимо, чтобы магнитная цепь дополнительных полюсов не насыщалась.

При работе машины в режиме генератора дополнительные полюсы должны иметь полярность тех главных полюсов, на которые якорь набегает, а при работе в режиме двигателя — полярность тех главных полюсов, из-под которых якорь выбегает (рис. 13.18).

Дополнительные полюсы не устраняют создаваемые реакцией якоря неравномерное распределение индукции под главными полюсами и уменьшение полезного потока. В крупных машинах и в машинах, работающих в особо тяжелых условиях (например, часто реверсируемые двигатели), сильное местное повышение индукции под главными полюсами может вызвать перекрытие изоляционного промежутка между пластинами коллектора, а затем и круговой огонь. Чтобы предупредить возможность такой аварии, необходимо полностью компенсировать реакцию якоря.

Хотя якорь вращается, его магнитный поток остается неподвижным по отношению к станине машины. Следовательно, можно полностью компенсировать действие реакции якоря встречным действием непо-

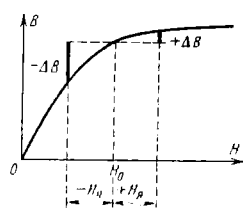


Рис. 13.17

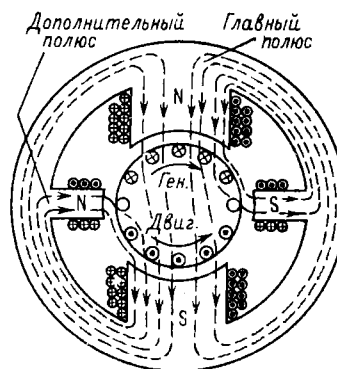


Рис. 13.18

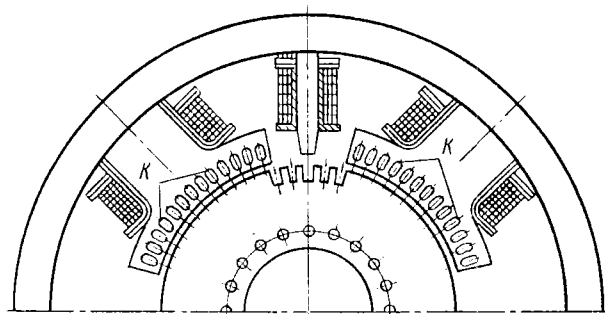


Рис. 13.19

движной (компенсационной) обмотки, размещенной в пазах, сделанных в несколько расширенных полюсных наконечниках главных полюсов (рис. 13.19). Компенсационная обмотка K соединяется последовательно с якорем, таким образом, каждый из ее стержней как бы образует с находящимся под ним стержнем обмотки якоря бифилярную систему, магнитное поле у которой почти отсутствует.

Компенсационная обмотка дополняет действие дополнительных полюсов, и вместе они почти полностью компенсируют реакцию якоря. Однако устройство компенсационной обмотки существенно удорожает машину и увеличивает потери в ней; поэтому компенсационная обмотка у машины постоянного тока есть лишь в случаях крайней необходимости.

13.8. КОММУТАЦИЯ В МАШИНАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Искрообразование под щетками ведет к быстрому разрушению коллектора. Причины искрообразования могут быть механическими и электрическими. Механическая причина искрения – это ухудшение контакта между коллектором и щетками, что может быть следствием

неровности коллектора, дрожания щеток и т. п., а неудовлетворительная коммутация – электрическая причина искрения.

Коммутацией в электрических машинах называется вся совокупность явлений при изменении направления тока в секциях обмотки якоря во время замыкания щетками этих секций накоротко. В то время как пластины коллектора, к которым присоединены концы секций, замкнуты щеткой накоротко, секция переходит из одной параллельной ветви обмотки в другую. Сущность процесса коммутации поясним на простейшем примере петлевой обмотки якоря (рис. 13.20). Время, в течение которого секция обмотки вращающегося якоря замкнута щеткой накоротко, называется *периодом коммутации* T . За это время ток в секции должен измениться от значения $+I$ (рис. 13.20, а) до значения $-I$ (рис. 13.20, в), т. е. на $2I$. Чем быстрее вращается якорь и чем меньше ширина щетки $b_{щ}$, тем меньше период коммутации:

$$T = b_{щ} / v'_k, \quad (13.3)$$

где v'_k – окружная скорость коллектора.

Если бы в коммутируемой секции не индуцировалась никакая ЭДС, то ход процесса коммутации тока в секции определялся бы только соотношениями переходных сопротивлений контактов щетки с двумя пластинами коллектора. Одна из этих пластин постепенно уходит из-под щетки, а вторая входит под щетку. Для упрощения рассуждений будем считать, что ширина щетки не больше ширины одной коллекторной пластины, и пренебрежем небольшими по сравнению с переходным сопротивлением $r_{щ}$ контакта щетки и коллектора сопротивления проводов, соединяющих обмотку якоря с коллектором, и самой секции.

Во время коммутации щетка касается сразу двух пластин коллектора и образует с ними два переходных сопротивления, обратно пропорциональных соответствующим площадям контактов. Следовательно, переходное сопротивление контакта с пластиной, уходящей из-под щетки, возрастает, т. е.

$$r_1 = r_{щ} T / (T - t),$$

а с пластиной, набегающей на щетку, уменьшается:

$$r_2 = r_{щ} T / t,$$

где t – время от начала коммутации.

Ток I щетки должен распределиться между двумя пластинами коллектора обратно пропорционально их переходным сопротивлениям:

$$i_1 / i_2 = r_2 / r_1 = (T - t) / t.$$

Согласно первому закону Кирхгофа ток коммутируемой секции (рис. 13.20, б)

$$i = i_1 - I,$$

а ток внешней цепи во время коммутации складывается из токов в двух переходных контактах щетки:

$$2I = i_1 + i_2,$$

следовательно,

$$2I = i_1 T / (T - t) \quad \text{или} \quad i_1 = 2I(T - t) / T,$$

а ток в коммутируемой секции

$$i = 2I(T - t) / (T - I) = I(T - 2t) / T.$$

В начале коммутации при $t = 0$ этот ток $i = I$, а в конце коммутации при $t = T$ он будет $i = -I$.

Ток I (рис. 13.20) — это ток одной параллельной ветви обмотки якоря. В общем случае при $2a$ параллельных ветвях ток якоря $I_{\text{я}} = 2aI$. Следовательно, ток в коммутируемой секции

$$i = \frac{I_{\text{я}}}{2a} \frac{T - 2t}{T}, \quad (13.4)$$

т. е. изменяется во время коммутации линейно (рис. 13.21, а). Такая коммутация называется *прямолинейной*. В этом идеальном случае плотность тока под всей щеткой одинакова и неизменна во все время

Рис. 13.20

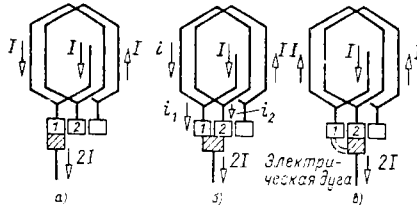
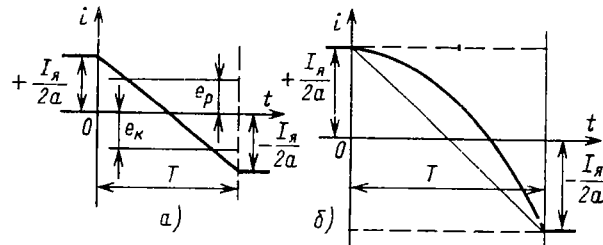


Рис. 13.21



коммутации, благодаря чему отсутствуют коммутационные причины искрения.

Здесь был рассмотрен простейший случай с шириной щетки $b_{щ}$ не больше ширины коллекторной пластины. В действительности щетка всегда перекрывает несколько коллекторных пластин, но это обстоятельство не изменяет линейный характер процесса коммутации при отсутствии в коммутируемой секции индуцированных ЭДС.

Однако в реальных условиях неизбежно возникновение ЭДС самоиндукции в коммутируемой секции; витки секции лежат в пазах ферромагнитного тела — сердечника якоря, следовательно, секция обладает заметной индуктивностью L и изменение тока при коммутации должно индуцировать в секции некоторую ЭДС самоиндукции e_L . К этой ЭДС добавляется еще ЭДС взаимной индукции e_M , индуцируемая изменениями тока в соседних секциях, коммутируемых одновременно. Обе ЭДС согласно принципу Ленца противодействуют изменению тока в секции, задерживают это изменение. Результирующую ЭДС, индуцируемую изменениями тока, принято называть реактивной ЭДС:

$$e_p = e_L + e_M.$$

Ее можно выразить как ЭДС самоиндукции [см. (2.2)] через некоторую индуктивность секции L_c и изменение тока во времени:

$$e_p = -L_c di/dt.$$

Реактивная ЭДС задерживает изменение тока (рис. 13.21, б) и делает коммутацию замедленной в течение большей части периода, но к концу периода, когда уходящая пластина выйдет из-под щетки, ток в секции должен принудительно принять значение $-I_{я}/2a$. Следовательно, в конце неизбежно ускоренное изменение тока в секции, что вызывает увеличение реактивной ЭДС. Одновременно плотность тока под щеткой становится неравномерной. Она сильно возрастает у края пластины, которая выходит из-под щетки, а это может вызвать сильное нагревание края щетки и края пластины коллектора. Обе эти причины могут обусловить искрение — возникновение миниатюрных электрических дуг под щеткой со стороны уходящей пластины коллектора.

Для того чтобы уничтожить или хотя бы ослабить вредное действие реактивной ЭДС, необходимо противопоставить ей вторую индуцируемую ЭДС, называемую *коммутирующей* ЭДС e_k . Таким образом, условие идеальной коммутации:

$$e_p = -e_k = 0.$$

Коммутирующая ЭДС создается движением витков коммутируемой секции во внешнем магнитном поле, причем в большинстве случаев

e_k индуцируется магнитным полем дополнительных полюсов машины $\Phi_{д.п.}$, т. е.

$$e_k = -w_c d\Phi_{д.п.}/dt.$$

При изменениях нагрузки машины изменяется и реактивная ЭДС, пропорциональная току якоря, но одновременно в такой же мере изменяется и коммутационная ЭДС, так как обмотка дополнительных полюсов соединена последовательно с якорем. Таким образом, при изменениях нагрузки не нарушается взаимная компенсация ЭДС e_r и e_k . Усиливая надлежащим образом поле дополнительных полюсов путем увеличения числа витков их обмотки, можно сделать $e_k > e_r$, что обусловит *ускоренную коммутацию*. Она осуществляется в машинах, предназначенных для особо тяжелых условий работы, например при частом реверсировании.

В машинах малой мощности для создания коммутационного магнитного поля вместо дополнительных полюсов применяется *сдвиг щеток* с геометрической нейтральной линии. При таком сдвиге в коммутационной секции ЭДС e_k индуцируется главным магнитным полем, причем в генераторе щетки должны быть сдвинуты по направлению вращения якоря, а в двигателе — против направления вращения (см. рис. 13.15, в).

Особо опасный случай неблагоприятной коммутации представляет собой *круговой огонь по коллектору*. Это мощная электрическая дуга, замыкающаяся непосредственно по коллектору или даже перекидывающаяся на станину машины, так что машина может тяжело пострадать. Круговой огонь возникает при резком изменении тока в коммутационной секции обмотки якоря, что вызывает увеличение реактивной ЭДС, а последняя создает мощную дугу между щеткой и краем уходящей пластины. Эта дуга не гаснет и растягивается вследствие вращения коллектора; в результате непосредственно на коллекторе машины возникает короткое замыкание, разрушающее коллектор и щетки.

13.9. ГЕНЕРАТОР С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

При независимом возбуждении цепь возбуждения и цепь якоря генератора электрически разделены (рис. 13.22), благодаря чему ток возбуждения не зависит от напряжения генератора, а следовательно, от нагрузки. Это дает возможность регулировать магнитный поток, а вместе с ним и напряжение генератора в очень широких пределах. Для такой регулировки в цепь возбуждения вводится регулировочный реостат $r_{ш}$. Схема включения и конструкция реостата должны предупреждать возможность внезапного прерывания тока возбуждения, например при отключении источника питания E_n , так как обмотка возбуждения обладает значительной индуктивностью, вследствие чего размыкание ее цепи может сопровождаться возникновением большой ЭДС само-

индукции, опасной для целостности изоляции обмотки возбуждения и вызывающей сильное искрообразование между размыкаемыми контактами.

Мощность цепи возбуждения составляет 1--3% номинальной мощности генератора, так что возможно весьма экономичное регулирование ЭДС генератора.

Регулируя ток возбуждения, изменяют главный магнитный поток и пропорционально ему ЭДС $E_{\text{я}} = c_E \Phi n$. Зависимость ЭДС от тока возбуждения при разомкнутой цепи якоря ($I_{\text{я}} = 0$) и постоянной частоте вращения $n = \text{const}$ называется *характеристикой холостого хода* $E_{\text{я}}(I_{\text{я}})$. Она же в другом масштабе может служить характеристикой намагничивания. Если цепь возбуждения разомкнута ($I_{\text{я}} = 0$), то в массивной станине генератора сохраняется некоторая остаточная индукция. При вращении якоря в поле остаточной индукции и отсутствии тока якоря в его обмотке индуцируется малая ЭДС холостого хода $E_{\text{я.х}}$.

Чтобы снять характеристику холостого хода, нужно подать напряжение на обмотку возбуждения и, постепенно увеличивая ток возбуждения до максимально допустимого значения, измерять соответствующие значения ЭДС. Таким путем будет получена восходящая ветвь характеристики (рис. 13.23). Затем, постепенно уменьшая ток возбуждения, можно получить нисходящую ветвь характеристики. Она расположится несколько выше восходящей ветви вследствие влияния гистерезиса. После выключения возбуждения остаточное намагничивание, а следовательно, и соответствующая ЭДС будут больше, чем в исходных условиях. Но это остаточное намагничивание неустойчиво, и спустя некоторое время после выключения возбуждения под действием механических вибраций и других факторов поток и ЭДС, индуцируемая

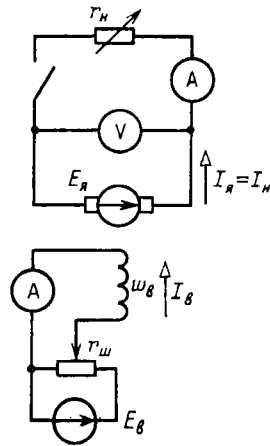


Рис. 13.22

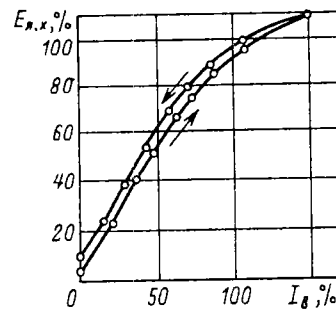


Рис. 13.23

им при вращении якоря, уменьшаются до значений, соответствующих начальным условиям.

Таким образом, характеристика холостого хода имеет форму петли, что является естественным следствием гистерезиса (см. рис. 7.5, а) магнитной цепи машины, главным образом массивной станины. Наклон характеристики холостого хода в верхней ее части заметно уменьшается из-за насыщения магнитной цепи машины. В большинстве случаев генераторы постоянного тока работают в условиях, соответствующих насыщенной части характеристики. Благодаря насыщению напряжение генератора остается более постоянным при изменениях нагрузки, так как ослабляется влияние реакции якоря на ЭДС машины.

Второй важной характеристикой генератора является зависимость его напряжения U от тока якоря I_a при неизменных токе возбуждения I_f и частоте вращения n . Эта зависимость называется *внешней характеристикой* (рис. 13.24).

Напряжение между выводами цепи якоря генератора меньше его ЭДС вследствие падения напряжения на активном сопротивлении r_a обмотки якоря

$$U = E_a - r_a I_a.$$

Зависимость $U(I_a)$ была бы линейной (штриховая линия на рис. 13.24), если бы ЭДС E_a оставалась постоянной. Но магнитный поток машины с ростом нагрузки уменьшается под воздействием реакции якоря, а вместе с ним пропорционально уменьшается и ЭДС E_a . В результате внешняя характеристика изгибается в сторону оси абсцисс. Внешняя характеристика определяет изменение напряжения генератора между его выводами, вызываемое изменением нагрузки от номинальной до нулевой при неизменном токе возбуждения и постоянной частоте вращения $\Delta U = U_x - U_{ном}$. У генераторов без компенсационной обмотки относительное изменение напряжения

$$\frac{U_x - U_{ном}}{U_{ном}} 100\% \quad (13.5)$$

достигает примерно 5–10%.

Если увеличивать ток якоря сверх номинального значения, то напряжение генератора станет дальше понижаться, а машина будет работать уже в условиях перегрузки. Ее обмотка якоря, щетки и коллектор значительно нагреваются, и под щетками начинается сильное искрение.

Для нормальной работы приемников электроэнергии необходимо для каждого из них поддерживать напряжение неизменным несмотря на изменения общей нагрузки генератора. Это осуществляется регулированием тока возбуждения. *Регулировочной характеристикой гене-*

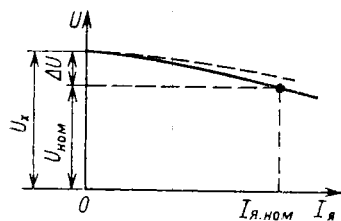


Рис. 13.24

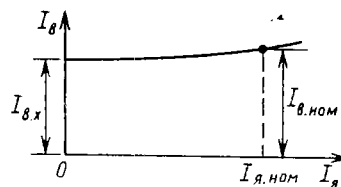


Рис. 13.25

ратора называется зависимость тока возбуждения $I_{\text{в}}$ от тока якоря $I_{\text{я}}$ при постоянных напряжении U и частоте вращения n . Такая характеристика показывает, как надо изменять ток возбуждения для того, чтобы при изменениях нагрузки поддерживать постоянным напряжение между выводами генератора. Характеристика сначала почти прямолинейная (рис. 13.25), но затем изгибается вверх от оси абсцисс вследствие влияния насыщения магнитопровода машины.

13.10. ГЕНЕРАТОР С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

У генератора с параллельным возбуждением часть тока якоря служит для возбуждения главного магнитного поля машины (рис. 13.26). Эти генераторы применяются наиболее часто, так как они не требуют дополнительного источника электроэнергии для цепи возбуждения, что существенно упрощает обслуживание машины; вместе с тем напряжение таких генераторов мало изменяется из-за колебаний нагрузки.

При пуске в ход генератора с параллельным возбуждением для создания магнитного потока в магнитопроводе используется явление само-

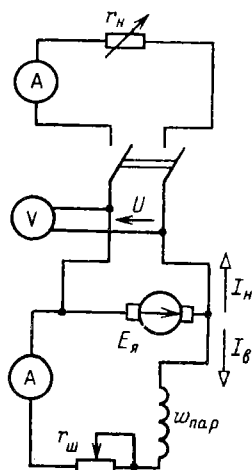


Рис. 13.26

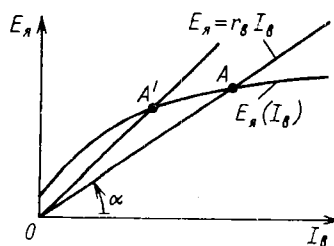


Рис. 13.27

возбуждения. Сначала ток в якоре, а следовательно, и в обмотке возбуждения отсутствует, но в массивной станине всегда сохраняется небольшой магнитный поток остаточного намагничивания, равный 1–3% номинального главного потока машины. Когда первичный двигатель начинает вращать якорь генератора, остаточный поток индуцирует в обмотке якоря небольшую ЭДС. Эта ЭДС $E_{\text{я}}$ создает некоторый ток $i_{\text{в}}$ в обмотке возбуждения, а следовательно, возникает некоторая МДС возбуждения.

По отношению к остаточному магнитному потоку она может быть направлена согласно или встречно, т. е. подмагничивать или размагничивать магнитопровод генератора. Для самовозбуждения необходимо согласное направление, что имеет место при правильном соединении обмотки возбуждения с якорем. При таком соединении ток возбуждения усиливает магнитное поле генератора, а последнее индуцирует большую ЭДС в обмотке якоря. Возрастание ЭДС вызывает дальнейшее увеличение тока возбуждения. Увеличение потока и тока возбуждения ограничивается насыщением магнитной цепи.

После окончания переходного процесса ЭДС в обмотке якоря $E_{\text{я}}$ и ток возбуждения $I_{\text{в}}$ будут иметь постоянные значения. Найдем эти значения в режиме холостого хода. Если пренебречь сопротивлением цепи якоря $r_{\text{я}}$ по сравнению с сопротивлением цепи возбуждения $r_{\text{в}}$, то установившийся ток возбуждения $I_{\text{в}}$ определяется из условия $E_{\text{я}} = U = r_{\text{в}} I_{\text{в}}$. Этому условию соответствует точка пересечения A характеристики холостого хода $E_{\text{я}}(I_{\text{в}})$ и прямой $E_{\text{я}} = r_{\text{в}} I_{\text{в}}$ (рис. 13.27). Угол α наклона прямой $E_{\text{я}} = r_{\text{в}} I_{\text{в}}$ к оси абсцисс зависит от $r_{\text{в}}$. Если уменьшать $I_{\text{в}}$, например вводя реостат в цепь возбуждения, то точка пересечения смещается влево (A'). При достаточно большом сопротивлении цепи возбуждения, называемом критическим, генератор не возбуждается.

Если в генераторе отсутствует остаточная намагниченность (из-за короткого замыкания или механических ударов), то для ее восстановления нужен посторонний источник постоянного тока хотя бы малой мощности. Этот источник нужно на короткий срок замкнуть на обмотку возбуждения, а затем использовать созданное остаточное намагничивание для нормального возбуждения.

Характеристика холостого хода генератора при параллельном возбуждении практически не отличается от характеристики при независимом возбуждении, так как влияние на эту характеристику изменений напряжения $r_{\text{в}} I_{\text{в}}$ и реакции якоря от тока возбуждения ничтожно. Совпадают и регулировочные характеристики. Но *внешняя характеристика* (рис. 13.28) при параллельном возбуждении генератора (кривая a) идет значительно ниже, чем при независимом возбуждении (кривая b), из-за уменьшения тока возбуждения при снижении напряже-

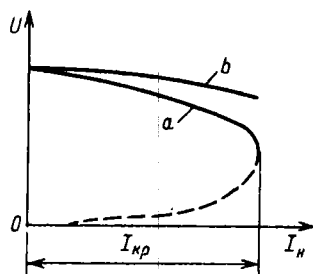


Рис. 13.28

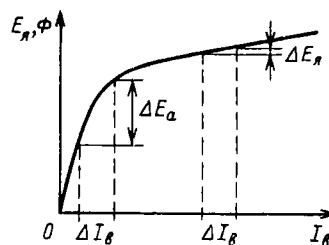


Рис. 13.29

ния ($I_B = U/r_B$). При независимом возбуждении снижение напряжения между выводами генератора при увеличении тока якоря вызывается двумя причинами: увеличением падения напряжения на активном сопротивлении якоря и реакцией якоря. При параллельном возбуждении к этим двум причинам добавляется третья — уменьшение тока возбуждения. Пока этот ток соответствует условиям насыщения магнитной цепи генератора (пологой части магнитной характеристики), уменьшение ЭДС якоря относительно меньше уменьшения тока возбуждения (рис. 13.29). В таких условиях при уменьшении сопротивления цепи нагрузки ток якоря возрастает. Но условия резко изменяются, если в результате увеличения тока якоря и вызванного этим понижения напряжения ток возбуждения уменьшается настолько, что магнитная цепь генератора оказывается в ненасыщенном состоянии. В условиях линейной части магнитной характеристики уменьшение тока возбуждения приводит к пропорциональному уменьшению потока и ЭДС якоря (рис. 13.29), что вызывает дальнейшее уменьшение тока возбуждения, а это в свою очередь обуславливает новое снижение ЭДС и т. д. Имеет место своеобразное саморазмагничивание генератора, заканчивающееся тем, что при коротком замыкании якоря сохраняется только остаточная намагниченность, поддерживающая ограниченный (меньше номинального) ток короткого замыкания.

Ток якоря, при котором генератор переходит в режим саморазмагничивания, называется критическим $I_{кр}$. Его значение больше номинального в 2–2,5 раза. Участок внешней характеристики ниже $I_{кр}$ (штриховая линия на рис. 13.28) соответствует неустойчивому режиму.

Номинальное изменение напряжения у генератора при параллельном возбуждении значительно больше, чем при независимом, и составляет 8–15%.

13.11. ГЕНЕРАТОРЫ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ И СМЕШАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

В генераторе с последовательным возбуждением якорь соединен последовательно с обмоткой возбуждения, благодаря чему ток нагрузки является вместе с тем током возбуждения (рис. 13.30). Обмотка возбуждения $w_{\text{в}}$ такой машины выполняется из провода, рассчитанного на большой ток якоря; число витков такой обмотки мало.

При холостом ходе генератора с последовательным возбуждением ЭДС в обмотке его якоря индуцируется только потоком остаточного намагничивания. Снять характеристику холостого хода у этого генератора нельзя. Отсутствует также у него и регулировочная характеристика.

Напряжение генератора (рис. 13.31) сначала возрастает с увеличением тока якоря. Затем вид характеристики начинает изменяться из-за магнитного насыщения (ЭДС якоря перестает увеличиваться, в то время как продолжает возрастать падение напряжения на активном сопротивлении якоря) и размагничивающего действия реакции якоря. В результате напряжение генератора при дальнейшем возрастании нагрузки уменьшается. Из-за непостоянства напряжения генераторы с последовательным возбуждением применяются лишь в немногих специальных случаях.

Генератор со смешанным возбуждением имеет две обмотки возбуждения: параллельную $w_{\text{пар}}$ и последовательную $w_{\text{пос}}$ (рис. 13.32). У такого генератора напряжение остается практически постоянным при изменениях нагрузки в определенных пределах. Это достигается применением последовательного возбуждения для компенсации увеличения падения напряжения на активном сопротивлении якоря и

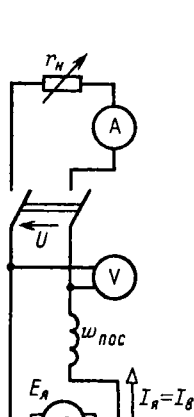


Рис. 13.30

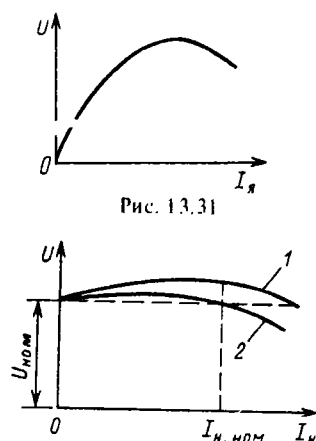


Рис. 13.31

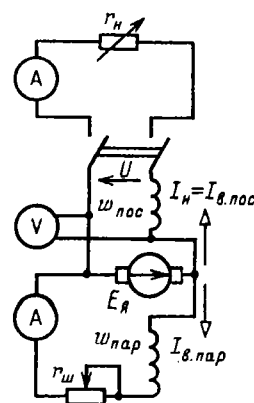


Рис. 13.32

уменьшения тока в параллельной обмотке возбуждения, а также для компенсации размагничивающего действия якоря при увеличении тока нагрузки. Благодаря наличию обмотки последовательного возбуждения главный магнитный поток генератора и вместе с ним ЭДС E'_j возрастают с увеличением нагрузки (кривая 1 на рис. 13.33). Соответствующим подбором числа витков обмотки последовательного возбуждения можно достигнуть равенства напряжений генератора при холостом ходе и при номинальной нагрузке (кривая 2 на рис. 13.33).

Генератор со смешанным возбуждением наиболее подходит для установок относительно небольшой мощности, так как отсутствуют значительные изменения напряжения при отключениях отдельных потребителей. Но применение таких генераторов для параллельной работы не рекомендуется: случайное понижение частоты вращения первичного двигателя может снизить ЭДС генератора до уровня, меньшего напряжения сети, из-за этого направление тока в якоре генератора и в его последовательной обмотке возбуждения изменится, что может вызвать перемagnetивание генератора и тяжелую аварию установки.

В специальных генераторах со смешанным возбуждением последовательная обмотка необходима для получения требуемых характеристик, например в аппаратах для сварки создается крутопадающая внешняя характеристика.

13.12. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ГЕНЕРАТОРОВ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Если нужно включить второй генератор (рис. 13.34) в сеть, на шинах которой генератор $G1$ поддерживает напряжение U , то нужно сначала раскрутить якорь подключаемого генератора при помощи первичного двигателя (турбины, дизеля и т. п.) до заданной частоты вращения, а затем посредством регулирования тока возбуждения I_{j2} генератора $G2$ получить его ЭДС E_{j2} , равную напряжению сети. Затем необходимо проверить соответствие полярностей генератора и сети, для чего служит вольтметр V_k . Если его показание равно нулю, то можно замкнуть однополюсный выключатель S , т. е. подключить генератор к сети. Так как ЭДС генератора уравнивается напряжением сети, то его ток после включения

$$I_2 = (E_{j2} - U) / r_{j2} = 0.$$

Чтобы нагрузить второй генератор, нужно увеличить его ток возбуждения и тем самым увеличить ЭДС E_{j2} генератора $G2$. Возрастание ЭДС E_{j2} , с одной стороны, нагружает генератор током I_2 , с другой стороны, повышает напряжение сети U . ЭДС первого генератора $G1$, несшего ранее всю нагрузку сети, не изменилась. Поэтому увеличение напряжения сети приведет к частичной разгрузке этого генератора. Чтобы сохранить

напряжение U неизменным, ток возбуждения генератора $G1$ необходимо уменьшить.

Ток I_2 в обмотке якоря генератора $G2$, взаимодействуя с магнитным полем полюсов, создает тормозной момент, вследствие чего частота вращения якоря генератора уменьшается. При помощи регулятора частоты вращения первичного двигателя надо увеличить приток рабочего вещества: пара, воды, нефти и т. п., и заданная частота вращения восстанавливается. Таким образом, генератор $G2$ и его двигатель взяли на себя часть нагрузки сети. В обратном направлении протекает процесс для генератора $G1$, у которого уменьшение тока I_1 разгружает первичный двигатель.

Для перевода всей нагрузки на второй генератор $G2$ достаточно постепенно уменьшать возбуждение первого генератора $G1$ и увеличивать возбуждение второго генератора $G2$, следя за тем, чтобы напряжение сети U оставалось постоянным. Когда ЭДС генератора $G1$ станет равной напряжению сети, его ток уменьшится до нуля, вся нагрузка будет с него снята и его можно будет отключить. Регуляторы частоты вращения первичных двигателей дополняют эту работу по переводу нагрузки.

Но если оставить генератор $G1$ включенным и дальше уменьшать его ток возбуждения, то ток в якоре изменит направление

$$I_1 = (U - E_{я1}) / r_{я1}$$

и вместо тормозного момента создаст вращающий момент; машина перейдет в режим двигателя. При этом может тяжело пострадать первичный двигатель, поэтому все параллельно работающие генераторы снабжаются аппаратом — реле обратного тока, автоматически отключающим генератор при изменении направления тока.

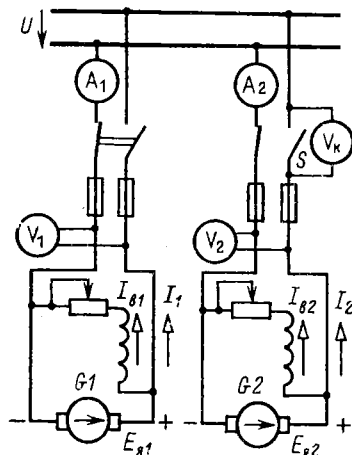


Рис. 13.34

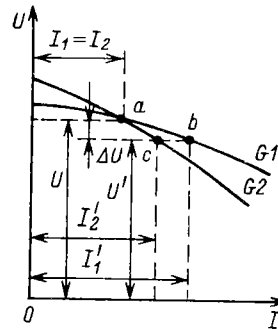


Рис. 13.35

Следовательно, воздействуя на возбуждение параллельно работающих генераторов, можно перераспределять между ними нагрузку.

Рассмотрим, как распределяется нагрузка между двумя генераторами, имеющими внешние характеристики различной крутизны (рис. 13.35). Если путем регулирования возбуждения они были нагружены одинаково, то рабочий режим при заданном напряжении U соответствовал точке пересечения a их внешних характеристик. Но при возрастании тока нагрузки должен возрасти и ток каждого из генераторов, а следовательно, должны увеличиться в каждом из них падение напряжения на активном сопротивлении обмотки якоря и реакция якоря, т. е. напряжение сети должно понизиться на ΔU . По этому пониженному напряжению

$$U' = U - \Delta U$$

согласно внешним характеристикам генераторов соответствуют различные значения токов I_1' и I_2' (точки b и c). Генераторы разделят изменившуюся нагрузку не поровну, большую долю ее I_1' возьмет на себя генератор с более пологой (более жесткой) внешней характеристикой. Конечно, эту неравномерность нетрудно исправить (например, повысив возбуждение второго генератора), однако это усложняет работу обслуживающего персонала и при частых колебаниях нагрузки довольно трудно осуществимо. Желательно поэтому для параллельной работы иметь генераторы с одинаковыми внешними характеристиками или же соответствующее автоматическое регулирование.

13.13. ДВИГАТЕЛЬ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Благодаря обратимости работа машины постоянного тока в режиме генератора с параллельным возбуждением может быть заменена на работу в режиме двигателя. Для этого достаточно сначала уменьшить до нуля вращающий момент первичного двигателя, а затем приложить к валу тормозной момент. При этом уменьшится частота вращения и ЭДС якоря, а направление тока в его обмотке изменится на обратное:

$$I_{\text{я}} = (U - E_{\text{я}}) / r_{\text{я}}. \quad (13.6)$$

Этот ток, взаимодействуя с магнитным полем машины, будет создавать вращающий электромагнитный момент.

Обратим внимание на роль ЭДС якоря $E_{\text{я}}$ в двигателе. Так как она в этом случае направлена навстречу току, то ее принято называть *противо-ЭДС*.

На рис. 13.36 показана цепь двигателя с пусковым $r_{\text{п}}$ и регулировочным $r_{\text{ш}}$ реостатами. Пусковой реостат необходим для того, чтобы ограничить ток в якоре при пуске, пока ЭДС якоря равна нулю или мала, так как он включается последовательно с $r_{\text{я}}$.

Электродвижущая сила $E_{\text{я}}$ пропорциональна потоку Φ , причем желательно, чтобы при пуске двигателя она возрастала возможно быстрее. По этой причине при пуске обмотку возбуждения следует включать сразу на полное напряжение сети при выведенном регулировочном резисторе $r_{\text{ш}}$. Вращающий момент двигателя [см. (13.2)] также пропорционален магнитному потоку Φ , поэтому если пуск двигателя происходит при наибольшем потоке, то наибольшего значения достигает и вращающий момент, что существенно облегчает процесс пуска.

Так как $E_{\text{я}} = c_E \Phi n$, то, учитывая (13.6), получаем

$$n = (U - r_{\text{я}} I_{\text{я}}) / c_E \Phi \quad (13.7)$$

— уравнение частоты вращения двигателя с параллельным возбуждением.

Общее уравнение электромагнитного момента (13.2) машины постоянного тока определяет вращающий момент двигателя с параллельным возбуждением:

$$M_{\text{вр}} = c_M \Phi I_{\text{я}}. \quad (13.8)$$

Вращающий момент уравнивает тормозной, приложенный к валу двигателя (статический момент).

При увеличении нагрузки на валу двигателя сначала равновесие моментов нарушается и частота вращения двигателя несколько уменьша-

Рис. 13.36

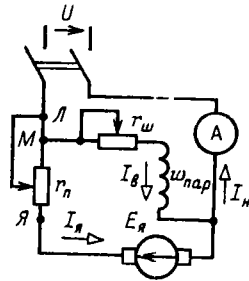
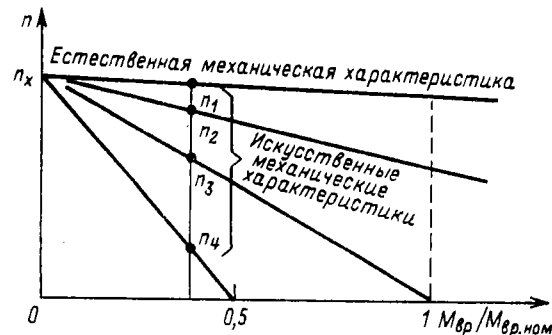


Рис. 13.37



ется. Но это вызывает уменьшение $E_{\text{я}}$, а следовательно, и увеличение $I_{\text{я}}$. Пропорционально $I_{\text{я}}$ возрастает вращающий момент, и при немного понизившейся частоте вращения n равновесие моментов восстанавливается. На основании (13.7) и (13.8) зависимость n от вращающего момента выразим также следующим образом:

$$n = \frac{U}{c_E \Phi} - M_{\text{вр}} \frac{r_{\text{я}}}{c_E c_M \Phi^2}. \quad (13.9)$$

Реакция якоря может оказывать некоторое влияние на работу двигателя. При увеличении тока якоря $I_{\text{я}}$ уменьшается главный магнитный поток Φ (в наибольшей степени у двигателей без дополнительных полюсов). Согласно уравнению (13.9) ослабление потока увеличивает n , а следовательно, противодействует снижению частоты вращения, которое вызывается увеличением $r_{\text{я}} I_{\text{я}}$. Вместе с тем ослабление потока уменьшает вращающий момент, а следовательно, вызывает увеличение тока якоря, необходимое для поддержания равновесия моментов.

Большинство двигателей с параллельным возбуждением для компенсации влияния реакции якоря на главный магнитный поток имеет дополнительную последовательную обмотку возбуждения из небольшого числа витков, называемую *стабилизирующей обмоткой*. Она соединяется согласно с параллельной обмоткой возбуждения и на вид характеристик двигателя практически не влияет; поэтому двигатели с такой дополнительной обмоткой рассматриваются как двигатели с параллельным возбуждением, хотя фактически в них осуществлено смешанное возбуждение. Однако наличие этой дополнительной обмотки необходимо учитывать, если двигатель применяется для каких-либо специальных целей.

Если считать магнитный поток Φ неизменным, то согласно (13.9) *естественная механическая характеристика* двигателя с параллельным возбуждением $n(M_{\text{вр}})$ изображается прямой линией, слегка наклоненной в сторону оси абсцисс (рис. 13.37). При изменении нагрузки на валу двигателя от холостого хода до номинальной частоты вращения большинства двигателей параллельного возбуждения уменьшается лишь на 3–8% (тем меньше, чем больше номинальная мощность двигателя). Таким образом, *естественную механическую характеристику двигателей с параллельным возбуждением следует считать жесткой*.

Угол наклона механической характеристики можно изменить, включив последовательно с якорем реостат r . В этом случае вместо (13.7) уравнение частоты вращения двигателя будет

$$n = \frac{U - (r_{\text{я}} + r) I_{\text{я}}}{c_E \Phi}. \quad (13.10)$$

Характеристика $n(I_{\text{я}})$ называется *электромеханической*.

Изменяя сопротивление реостата r , можно получить семейство искусственных механических характеристик более мягких, чем естественная механическая характеристика двигателя. Все эти характеристики будут пересекать ось ординат в одной и той же точке, определяемой условием $I_{\text{я}} = 0$ или $E_{\text{я}} = c_E \cdot n_{\text{х}} \Phi = U$; здесь $n_{\text{х}}$ — частота вращения якоря при идеальном холостом ходе двигателя. Заметим, что идеальный холостой ход двигателя соответствует отсутствию тормозного момента на его валу. Так как трение в подвижных частях двигателя всегда создает тормозной момент, то идеальный холостой ход можно получить только воздействием на вал машины внешнего вращающего момента от вспомогательного двигателя.

Если при неизменном моменте на валу постепенно увеличивать сопротивление реостата r в цепи якоря, то точка n , показывающая на рис. 13.37 частоту вращения двигателя, будет перемещаться с одной характеристики на другую (точки $n_1 - n_4$). Следовательно, при помощи реостата r можно регулировать частоту вращения двигателя. Однако такое регулирование неэкономично из-за значительной мощности потерь $rI_{\text{я}}^2$ и применяется лишь для двигателей небольших мощностей.

Более совершенен метод регулирования частоты вращения изменением напряжения якоря. На рис. 13.38 приведены механические характеристики двигателя (13.9) при таком регулировании и постоянном потоке возбуждения.

Уравнение (13.10) показывает, что частота вращения n обратно пропорциональна главному магнитному потоку Φ , а этот поток, пока магнитная цепь машины не насыщена, можно считать пропорциональным току возбуждения $I_{\text{в}}$. Следовательно, частоту вращения двигателя можно регулировать изменением тока возбуждения, для чего в цепь возбуждения вводится реостат $r_{\text{ш}}$. Зависимость $n(I_{\text{в}})$ — гиперболой — показана на рис. 13.39.

Процесс регулирования при постоянном тормозном моменте на валу двигателя протекает следующим образом.

При увеличении сопротивления реостата $r_{\text{ш}}$ уменьшается ток возбуждения $I_{\text{в}}$, вследствие чего уменьшается и магнитный поток Φ , и индук-

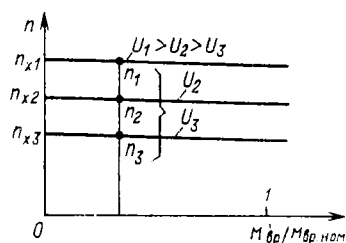


Рис. 13.38

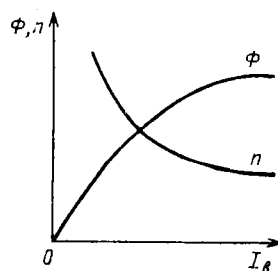


Рис. 13.39

тируемая им ЭДС $E_{\text{я}}$ в обмотке якоря. Снижение ЭДС $E_{\text{я}}$ вызывает увеличение тока якоря по (13.6), а следовательно, увеличение вращающего момента и частоты вращения двигателя. В результате равновесие моментов и равновесие электрическое

$$U = E_{\text{я}} + r_{\text{я}} I_{\text{я}} \quad (13.11)$$

восстанавливаются при возросших частоте вращения n и токе якоря $I_{\text{я}}$.

Из (13.7) и (13.8) следует необходимое условие такого регулирования частоты вращения

$$\frac{dM_{\text{вр}}}{d\Phi} = \frac{C_M U}{r_{\text{я}}} - \frac{2nC_M C_E}{r_{\text{я}}} \Phi < 0,$$

что возможно при

$$\Phi > U/(2nC_E).$$

Иные условия имеют место, если нагрузка на валу двигателя требует постоянства мощности $P_{\text{н}}$. Так как $P_{\text{н}} = M_{\text{вр}} \omega_{\text{вр}} = C_M \Phi I_{\text{я}} \cdot 2n\pi/60 = k\Phi I_{\text{я}} n$, то уменьшение магнитного потока будет вызывать увеличение частоты вращения и уменьшение вращающего момента при неизменном токе $I_{\text{я}}$. Следовательно, регулирование частоты вращения двигателя путем изменения тока возбуждения выгодно при постоянстве мощности на валу. По этой причине такое регулирование называют *регулированием с постоянной предельно допустимой мощностью*.

Механические характеристики двигателя при различном возбуждении наклонены неодинаково к оси абсцисс (рис. 13.40). Чем меньше магнитный поток, тем больше при том же вращающем моменте $M_{\text{вр}} = c_M \Phi I_{\text{я}}$ должен быть ток $I_{\text{я}}$, а следовательно, тем большее изменение $n = (U - r_{\text{я}} I_{\text{я}})/c_E \Phi$ вызывает изменение нагрузки, т. е. с ослаблением магнитного потока механическая характеристика двигателя становится мягче.

Так как ток возбуждения $I_{\text{в}}$ относительно мал — примерно 2–3% $I_{\text{я}}$, то и дополнительные мощности потерь $r_{\text{в}} I_{\text{в}}^2$ при регулировании частоты вращения ослаблением магнитного потока Φ относительно малы, благодаря чему такое регулирование весьма экономично. Однако значительное увеличение частоты вращения может привести к перегрузке коллектора и якоря по току, сильному ухудшению условий коммутации, возникновению опасных механических центробежных сил в якоре и т. п. По этим причинам серийные двигатели параллельного возбуждения рассчитываются на регулирование частоты вращения в пределах до 2 : 1. Возможность регулирования частоты вращения нагруженного двигателя в более широких пределах (3 : 1; 4 : 1) требует соответствующих конструктивных изменений.

Энергетическая диаграмма двигателя с параллельным возбуждением дана на рис. 13.41. Мощность P_1 энергии, подводимой из сети, делится между цепью якоря $P_{\text{я}}$ (большая часть) и цепью возбуждения $P_{\text{в}} = UI_{\text{в}}$ (несколько процентов). Небольшую часть мощности цепи якоря составляет мощность потерь на нагревание обмотки, остальную часть — механическая мощность $P_{\text{мех}}$. Однако чтобы определить полезную мощность P_2 на валу двигателя, нужно отнять от механической мощности мощность потерь в стали $P_{\text{с}}$ (из-за гистерезиса и вихревых токов) и мощность механических потерь на трение $P_{\text{мех.п}}$: в подшипниках, щеток на коллекторе и о воздух.

Для машины с параллельным возбуждением может быть построена универсальная характеристика (рис. 13.42). Если посредством какого-либо независимого двигателя вращать якорь с частотой вращения, превосходящей частоту вращения идеального холостого хода n_x , то направление тока в якоре изменится и машина будет работать как генератор на сеть постоянного тока. Если же приложить к валу двигателя достаточно большой тормозной момент, то двигатель остановится, а если тормозной момент активный, создаваемый, например, опускающимся грузом, то машина из режима двигателя перейдет в режим *электромагнитного тормоза*. В этом случае ток в якоре

$$I_{\text{я}} = (U + E'_{\text{я}}) / (r_{\text{я}} + r), \quad (13.12)$$

где r — сопротивление реостата, который необходимо включить в цепь якоря, чтобы ограничить ток.

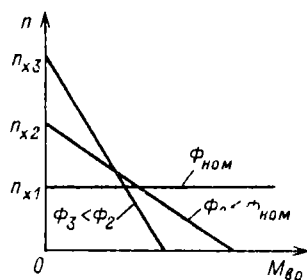


Рис. 13.40

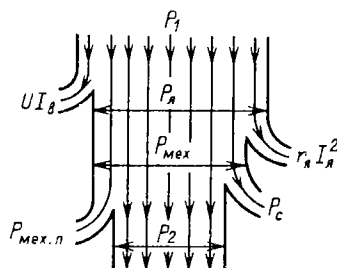


Рис. 13.41

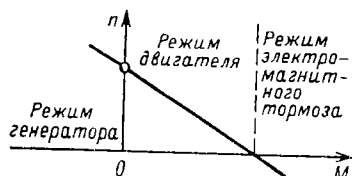


Рис. 13.42

При номинальном напряжении и отсутствии реостата ток в якоре при остановке в режиме тормоза был бы слишком большим и произошло бы разрушение коллектора и обмотки якоря. Торможение, получаемое таким образом, именуется *торможением противовключением*. Наряду с ним для быстрой остановки привода используется *режим динамического торможения*. Вращающийся якорь отключается от сети и замыкается на некоторый резистор. В этих условиях ЭДС якоря играет роль ЭДС генератора. Она создает ток в якоре и резисторе, а этот ток вызывает электромагнитный тормозной момент.

13.14. ДВИГАТЕЛЬ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

У двигателя с последовательным возбуждением ток якоря является вместе с тем током возбуждения $I_{\text{я}} = I_{\text{в}}$ (рис. 13.43, ключ K разомкнут). Благодаря такому соединению главный магнитный поток машины изменяется пропорционально току якоря, пока магнитопровод машины не насыщен. Как и все двигатели постоянного тока, этот двигатель для ограничения пускового тока снабжается пусковым реостатом $r_{\text{п}}$.

Уравнения машин постоянного тока (13.1) и (13.2) можно преобразовать для двигателя с последовательным возбуждением следующим образом. Магнитный поток его при ненасыщенном магнитопроводе прямо пропорционален МДС его обмотки возбуждения $I_{\text{я}} w_{\text{в}}$ и обратно пропорционален магнитному сопротивлению машины $R_{\text{м}}$, т. е. $\Phi = I_{\text{я}} w_{\text{в}} / R_{\text{м}}$.

Подставив это выражение магнитного потока в общие уравнения момента и частоты вращения двигателей постоянного тока, получим уравнение частоты вращения двигателя (электрохимической характеристики)

$$n = \frac{U - (r_{\text{я}} + r_{\text{в}}) I_{\text{я}}}{c_E w_{\text{в}} I_{\text{я}} / R_{\text{м}}} \quad (13.13)$$

и уравнение его вращающего момента

$$M_{\text{вр}} = c_M w_{\text{в}} I_{\text{я}}^2 / R_{\text{м}}. \quad (13.14)$$

Последнее уравнение показывает, что вращающий момент двигателя при ненасыщенном магнитопроводе возрастает пропорционально квадрату тока, в соответствии с чем начальная часть кривой зависимости момента от тока имеет вид параболы (рис. 13.44). Но при сильном насыщении магнитной цепи поток почти перестает увеличиваться с увеличением тока возбуждения и момент в дальнейшем возрастает приблизительно пропорционально току. Частота вращения двигателя убывает почти обратно пропорционально току, пока не сказывается магнитное насыщение. Механическая характеристика двигателя, показан-

ная на рис. 13.45, а (кривая 1) при $I_{в1} = I_{я}$, называется естественной характеристикой. При увеличении нагрузки на валу двигателя ток возрастает относительно медленно и обратно пропорционально ему уменьшается частота вращения. Например, если пренебречь насыщением магнитной цепи и реакцией якоря, то можно считать, что при увеличении вдвое момента на валу двигателя ток возрастает лишь до 140% первоначального значения, а частота вращения уменьшается до 70%. У двигателя с параллельным возбуждением повышение вдвое момента на валу лишь незначительно уменьшит частоту вращения, зато ток двигателя увеличится до 200% первоначального.

Двигатель с последовательным возбуждением может, следовательно, выдерживать сильные перегрузки при умеренном увеличении тока. Это его ценное свойство. При уменьшении нагрузки на валу двигателя его ток медленно уменьшается, зато быстро повышается частота вращения и при нагрузках, примерно меньших 25% номинальной, частота достигает значений, опасных для механической целостности двигателя, — двигатель "разносит". Двигатели последовательного возбуждения поэтому не следует пускать вхолостую или с малой нагрузкой.

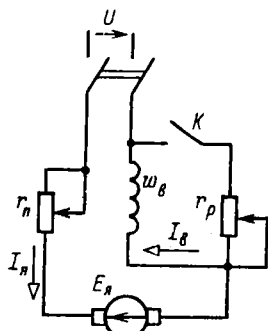


Рис. 13.43

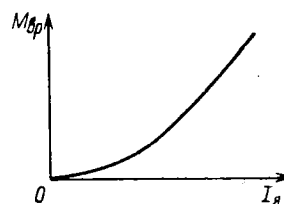
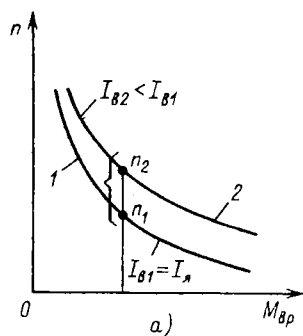
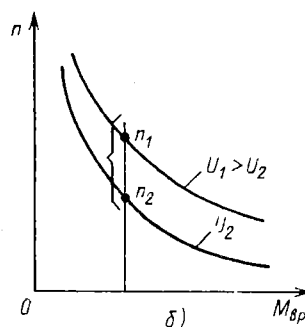


Рис. 13.44



а.)



б.)

Рис. 13.45

Естественная механическая характеристика двигателя мягкая, так как изменение момента сильно сказывается на частоте вращения двигателя.

Для регулирования частоты вращения можно шунтировать обмотку возбуждения реостатом с регулируемым сопротивлением r_p (рис. 13.43, ключ K замкнут). При шунтировании обмотки возбуждения уменьшается магнитный поток Φ и возрастает согласно (13.10) частота вращения n . Одновременно увеличивается ток двигателя.

На рис. 13.45, а кривая 2 – *искусственная механическая характеристика*, которая получается при шунтировании обмотки возбуждения двигателя резистором с постоянным сопротивлением r_p .

Возможно регулирование двигателя путем изменения напряжения на якоре (рис. 13.45, б).

Высокая перегрузочная способность и мягкая характеристика двигателя с последовательным возбуждением особенно ценны для электрической тяги (трамвай, метрополитен, электрические железные дороги и т. д.). Для их энергоснабжения строятся преобразовательные подстанции, выпрямляющие переменный ток. На некоторых электрических железных дорогах преобразование переменного тока в постоянный осуществляется на самом электровазe, обычно посредством тиристоров.

Эти двигатели подходят также для работы в качестве крановых двигателей там, где имеются источники постоянного тока.

13.15. ДВИГАТЕЛЬ СО СМЕШАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Двигатель с параллельным возбуждением имеет жесткую механическую характеристику, а двигатель с последовательным возбуждением – мягкую характеристику. В ряде случаев желательна некоторая промежуточная форма характеристики. Простейший способ получения такой характеристики – применение смешанного возбуждения двигателя. Двигатель снабжается какой-то основной обмоткой, последовательной или параллельной, дающей в условиях номинального режима не менее 70% МДС, и второй, дополнительной обмоткой, соответственно параллельной или последовательной (рис. 13.46). В большинстве случаев у *двигателей со смешанным возбуждением* (компаундных двигателей) обе обмотки возбуждения включаются согласно, т. е. так, чтобы их МДС складывались.

Если рассматривать потоки этих двух обмоток как существующие независимо, т. е. не учитывать влияние магнитного насыщения, то у такого двигателя частота вращения

$$n = \frac{U - (r_{\text{я}} + r_{\text{в.пос}})I_{\text{я}}}{c_E(\Phi_{\text{пос}} + \Phi_{\text{пар}})}, \quad (13.15)$$

где $r_{\text{в.пос}}$ – сопротивление последовательной обмотки возбуждения.

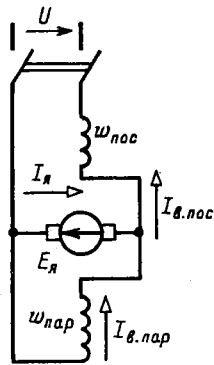


Рис. 13.46



Рис. 13.47

Поток последовательного возбуждения $\Phi_{\text{пос}}$ можно выразить через ток якоря и магнитное сопротивление машины (см. § 13.14), что дает возможность преобразовать (13.15) следующим образом:

$$n = \frac{U - (r_{\text{я}} + r_{\text{в.пос}}) I_{\text{я}}}{c_E (I_{\text{я}} w_{\text{пос}} / R_{\text{м}} + \Phi_{\text{пар}})},$$

т. е. определить $n(I_{\text{я}})$ — электромеханическую характеристику двигателя.

В двигателе с последовательно-параллельным возбуждением преобладает последовательное возбуждение, но благодаря наличию параллельной обмотки возбуждения нарастание частоты вращения двигателя при уменьшении нагрузки на валу ограничено (рис. 13.47).

В двигателе с параллельно-последовательным возбуждением преобладает параллельное возбуждение. Наличие дополнительного последовательного возбуждения стабилизирует основной магнитный поток двигателя и немного смягчает его жесткую механическую характеристику.

Для реверсирования двигателя со смешанным возбуждением следует переключить выводы только якоря машины, чтобы изменить в нем направление тока.

13.16. КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Наиболее ценным свойством двигателей постоянного тока является возможность плавного и экономичного регулирования их режимов работы. Однако поскольку электрическая энергия в промышленных масштабах вырабатывается генераторами переменного тока, для применения двигателей постоянного тока необходимы преобразователи переменного тока в постоянный. Это усложняет и удорожает применение двигателей постоянного тока. Поэтому естественны попытки реа-

лизовать работу коллекторного двигателя непосредственно в цепи переменного тока.

Если одновременно изменять направление постоянного тока в обмотках якоря и возбуждения коллекторного двигателя, предназначенного для питания от сети постоянного тока, то направление вращающего момента в двигателе не изменяется. Следовательно, при периодических одновременных изменениях направления токов в обеих цепях двигателя при его подключении к сети переменного тока двигатель должен развивать некоторый средний вращающий момент постоянного направления. Однако конструкция коллекторного двигателя должна быть специально приспособлена к условиям переменного магнитного поля: необходимо уменьшить вихревые токи в массивной станине, сильно ослабляющие основной магнитный поток, уменьшить индуктивность обмотки якоря для увеличения $\cos \varphi$ и улучшить условия коммутации.

Первые две задачи можно считать разрешенными вполне удовлетворительно, правда, ценой значительного усложнения и удорожания машины, но условия коммутации в современных коллекторных машинах переменного тока в общем неудовлетворительны.

Для уменьшения вихревых токов станина двигателя изготавливается из изолированных друг от друга листов электротехнической стали (см. рис. 8.9, б).

Для уменьшения реактивного сопротивления обмотки якоря $w_{\text{я}}$ ее магнитное поле полностью компенсируется. С этой целью на станине двигателя размещается компенсационная обмотка (рис. 13.48). Обмотка размещается равномерно вдоль окружности статора и соединяется последовательно с обмоткой якоря (ротора) машины и притом так, чтобы ток в ее проводах был противоположен по направлению току в противолежащих проводах обмотки ротора.

Для осуществления более полной компенсации магнитного поля тока якоря у большинства современных коллекторных двигателей переменного тока нет явных полюсов. Их статор выполнен в виде полого цилиндра из листовой электротехнической стали. В пазах этого цилиндра (рис. 13.48) размещены обмотка возбуждения $w_{\text{в}}$, компенсационная обмотка $w_{\text{к}}$ и обмотка дополнительных полюсов (на рисунке не показана).

Отметим теперь, что индуктивностью обладает и цепь возбуждения двигателя, но магнитный поток этой цепи необходим для создания вращающего момента, поэтому не может быть компенсирован. В двигателе последовательного возбуждения индуктивность цепи возбуждения вызывает некоторое ухудшение $\cos \varphi$. В двигателе параллельного возбуждения большая индуктивность обмотки возбуждения вызывает сдвиг фаз почти на 90° между потоком возбуждения и напряжением, а ток якоря этого двигателя по фазе почти совпадает с напряжением. В результате средний вращающий момент, создаваемый взаимодействием потока возбуждения и тока якоря, сдвинутых по фазе относительно

друг друга почти на 90° , будет мал, так что необходимо применение специальных мер для устранения этого сдвига фаз, и область применения таких двигателей весьма ограничена.

Задача получения удовлетворительной коммутации для коллекторного двигателя переменного тока имеет следующие специфические особенности. В коммутируемой секции двигателя постоянного тока наводятся две ЭДС (см. § 13.8): реактивная e_p , представляющая собой ЭДС самоиндукции и взаимной индукции коммутируемой секции, и коммутирующая e_k , индуцируемая благодаря движению проводников секции в магнитном поле дополнительных полюсов. В результате действия второй ЭДС, пропорциональной току якоря, можно компенсировать реактивную ЭДС и добиться идеальной коммутации, при которой $e_p + e_k = 0$, или даже создать ускоренную коммутацию при $e_k > e_p$. Все это используется в коллекторных двигателях: они снабжаются дополнительными полюсами, как и машины постоянного тока.

Но в коммутируемой секции двигателя переменного тока индуцируется еще третья (трансформаторная) ЭДС e_t из-за периодических изменений главного магнитного потока машины, пронизывающего коммутируемые витки. По отношению к переменному потоку коммутируемая секция, замкнутая щеткой, является как бы замкнутой вторичной обмоткой трансформатора (рис. 13.49). Эту ЭДС можно записать так же, как ЭДС трансформатора:

$$e_t = -w_c d\Phi/dt,$$

где w_c — число витков секции обмотки ротора.

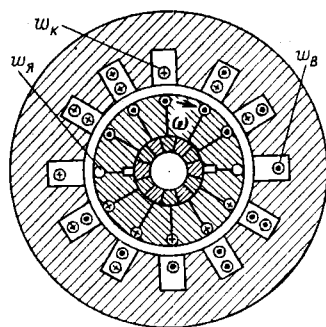


Рис. 13.48

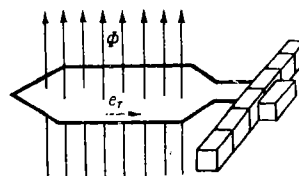


Рис. 13.49

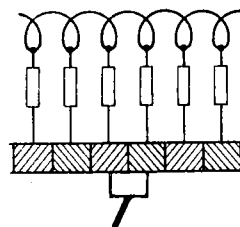


Рис. 13.50

Электродвижущая сила e_T отстает по фазе от индуцирующего ее потока, а следовательно, и от тока возбуждения на четверть периода, не зависит от частоты вращения ротора и остается неизменной даже при неподвижном роторе.

Идеальные условия коммутации у двигателя переменного тока те же, что и у двигателя постоянного тока, а именно: алгебраическая сумма ЭДС в коммутируемой секции должна равняться нулю. Для выполнения этого условия конструктор располагает лишь коммутирующей ЭДС e_k , индуцируемой полем дополнительных полюсов, но ЭДС e_k пропорциональна частоте вращения ротора и равна нулю при пуске двигателя в ход. Следовательно, при помощи потока дополнительных полюсов можно осуществить условия идеальной коммутации только при одной определенной частоте вращения. Это едва ли не самое слабое место коллекторных двигателей переменного тока. Если же наличие некомпенсированной трансформаторной ЭДС e_T неизбежно в коммутируемых витках, то приходится лишь принять меры, чтобы, с одной стороны, по возможности уменьшить e_T и, с другой стороны, ограничить ток короткого замыкания, создаваемый ЭДС в коммутируемой секции.

Действующее значение трансформаторной ЭДС [см. (8.4в)]

$$E_T = 4,44 f w_c \Phi_m,$$

поэтому, чтобы ослабить ее, конструктор уменьшает число витков в каждой секции обмотки ротора и, чтобы сохранить общее число витков обмотки ротора, увеличивает соответственно число секций, а следовательно, и число коллекторных пластин. Таким образом, характерным внешним признаком коллекторного двигателя переменного тока становится относительно большой коллектор. Далее конструктор может уменьшить поток Φ_m каждого полюса двигателя, соответственно увеличив число полюсов, чтобы сохранить неизменным вращающий момент.

Радикальным средством уменьшения e_T является снижение частоты переменного тока. Вместе с тем при снижении частоты уменьшается и реактивное сопротивление двигателя. Это средство можно применить, конечно, только в обособленных сетях переменного тока. Практически пониженная частота (50/3 Гц) применяется иногда для электрической тяги на переменном токе.

Ток короткого замыкания, возникающий в коммутируемой секции, можно ограничить, если ввести дополнительные резисторы в эту секцию (рис. 13.50). Так как рабочий ток ротора также проходит через эти резисторы, то их сопротивление не должно быть слишком большим. Последнее необходимо для ограничения мощности потерь на нагревание. Такой же эффект может дать применение угольных щеток, обладающих повышенным сопротивлением.

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

14.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Из числа различных видов современных электрических машин самой распространенной в наши дни является асинхронная бесколлекторная машина, применяемая обычно в качестве двигателя. *Асинхронная машина* — это машина, в которой при работе возбуждается вращающееся магнитное поле, но ротор вращается асинхронно, т. е. с угловой скоростью, отличной от угловой скорости поля. Она была изобретена М. О. Доливо-Добровольским в 1888 г., но до настоящего времени сохранила в основном ту простую форму, которую ей придал талантливый русский изобретатель. Причины исключительно широкого распространения асинхронного двигателя (а вместе с ним и трехфазной системы) — его простота и дешевизна. Можно сказать, что в основном асинхронная машина состоит из трех неподвижных катушек (точнее, обмоток), размещенных на общем сердечнике, и помещенной между ними четвертой, вращающейся катушки. В машине отсутствуют какие-либо легко повреждающиеся или быстро изнашивающиеся электрические части (например, коллектор).

Асинхронные машины малой мощности часто выполняются однофазными для устройств, питающихся от двухпроводной сети. Такие машины находят широкое применение в бытовой технике.

Общий недостаток асинхронных машин — это относительная сложность и неэкономичность регулирования их режимов работы.

14.2. УСТРОЙСТВО ТРЕХФАЗНОЙ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Трехфазная асинхронная машина состоит из двух главных частей: неподвижного статора и вращающегося ротора.

А. Конструкция статора. Статор асинхронной машины представляет собой полый цилиндр, собранный из пластин электротехнической стали, изолированных друг от друга слоем лака (рис. 14.1, а). В пазах на внутренней стороне статора размещаются три фазные обмотки. Каждая фазная обмотка содержит одну или несколько катушечных групп, соединенных последовательно и расположенных вдоль окружности статора на равном расстоянии друг от друга. На рис. 14.1, б показано расположение в пазах статора одной фазной обмотки, состоящей из двух катушечных групп. Здесь *A* — начало, а *X* — конец фазной обмотки.

Фазные обмотки соединяются между собой звездой или треугольником и подключаются к трехфазной сети. Токи в фазных обмотках возбуждают в машине вращающееся магнитное поле статора с числом пар полюсов p , равным числу катушечных групп в одной фазной обмотке. Это достигается взаимным расположением фазных об-

моток, при котором их катушечные группы сдвинуты по окружности статора относительно катушечных групп соседней фазной обмотки на угол $120^\circ/p$. В частности, для обмотки четырехполусной машины ($p=2$) этот угол равен 60° (рис. 14.1, б).

Для укладки многовитковой катушечной группы в пазах статора ее разделяют на q последовательно соединенных секций по w_c витков в каждой секции. Возможны секции с одинаковым и неодинаковым шагом намотки y . В первом случае стороны каждой секции сдвинуты по окружности статора на угол $180^\circ/p$, что соответствует одному полюсному делению $y=\tau$, т. е. длине окружности статора, приходящейся на один полюс (рис. 14.1, в). Во втором случае секции катушечной группы вложены друг в друга (рис. 14.1, б), т. е. их шаг намотки $\tau < y < \tau$.

Распределение фазных обмоток по нескольким пазам не только улучшает использование цилиндрической конструкции статора, но и

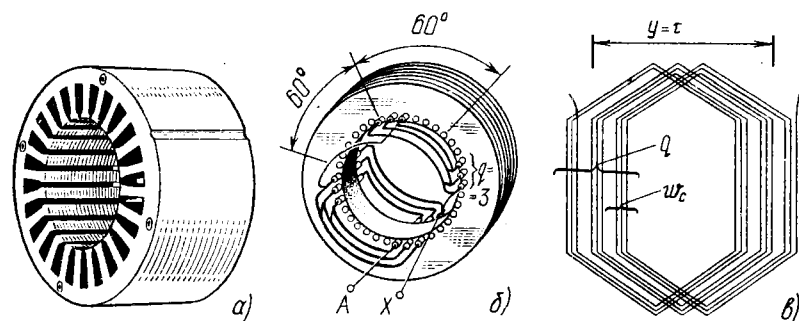


Рис. 14.1

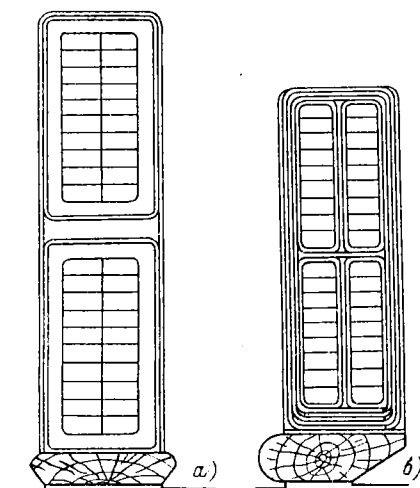


Рис. 14.2

обуславливает необходимое распределение магнитного поля в воздушном зазоре между статором и ротором.

Сердечник статора изготавливается с открытыми (рис. 14.2, *а*) или полуоткрытыми (рис. 14.2, *б*) пазами. Применение полуоткрытых пазов уменьшает магнитное сопротивление и, следовательно, намагничивающий ток. При открытых пазах упрощается укладка секций и повышается надежность их изоляции.

Б. Конструкция ротора. Асинхронные машины в основном различаются устройством ротора. Ротор асинхронной машины представляет собой цилиндрический сердечник (рис. 14.3, *а*), собранный из пластин электротехнической стали, изолированных друг от друга лаком. Сердечник ротора насажен на вал, закрепленный в подшипниках. В пазах ротора располагаются витки обмотки ротора.

В большинстве двигателей применяется *короткозамкнутый ротор*. Он значительно дешевле, и, что очень существенно, обслуживание двигателя с короткозамкнутым ротором значительно проще. Обмотка короткозамкнутого ротора выполняется в виде цилиндрической клетки (рис. 14.3, *б*) из медных или алюминиевых стержней, которые без изоляции вставляются в пазы сердечника ротора. Торцевые концы стержней замыкаются накоротко кольцами из того же материала, что и стержни (так называемое "беличье колесо"). Часто короткозамкнутая обмотка изготавливается путем заливки пазов ротора расплавленным алюминием.

Обмотка *фазного ротора*, называемого также ротором с контактными кольцами (рис. 14.3, *в*), выполняется изолированным проводом. В большинстве случаев она трехфазная, с тем же числом катушек, что и обмотка статора данного двигателя. Три фазные обмотки ротора соединяются на самом роторе звездой, а свободные концы их соединяются с тремя контактными кольцами, укрепленными на валу машины, но изолированными от этого вала. На кольца наложены щетки, установленные в неподвижных щеткодержателях. Через кольца и щетки обмотка ротора присоединена к трехфазному реостату (рис. 14.4). Включение реостата в цепь ротора дает возможность существенно улучшить условия пуска двигателя — уменьшить пусковой ток и увеличить начальный вращающий момент, кроме того, при помощи реостата, включенного в цепь ротора, можно плавно регулировать скорость двигателя.

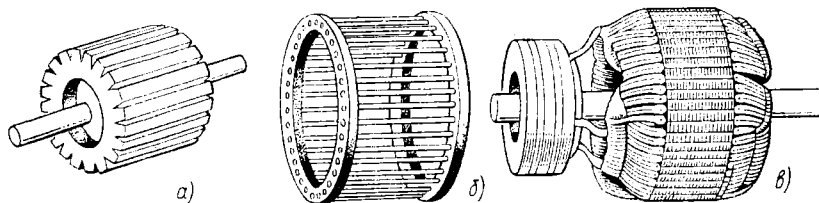


Рис. 14.3

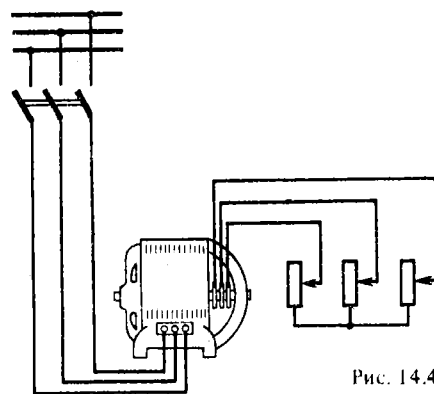


Рис. 14.4

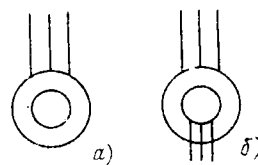


Рис. 14.5

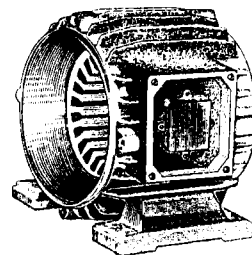


Рис. 14.6

На рис. 14.5 приведены условные обозначения асинхронных машин с короткозамкнутым (а) и фазным (б) ротором на схемах замещения.

Общий вид корпуса асинхронной машины с укрепленным на нем необмотанным сердечником статора, но без обмотки, приведен на рис. 14.6.

14.3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРЕХФАЗНОЙ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Режим работы трехфазной асинхронной машины определяется электромагнитным взаимодействием токов в обмотках статора и ротора.

Взаимодействие вращающегося магнитного поля, создаваемого токами в обмотках статора, с токами ротора вынуждает ротор вращаться по направлению вращения поля. Но чем быстрее вращается ротор, тем меньше индуцируемые в его обмотке ЭДС, а следовательно, и токи. Если частота вращения поля n_1 , а частота вращения ротора n , то режим работы асинхронной машины можно характеризовать *скольжением*

$$s = (n_1 - n) / n_1. \quad (14.1)$$

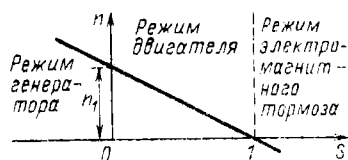


Рис. 14.7

На рис. 14.7 построена линейная характеристика $n(s)$ по (14.1). В зависимости от значения скольжения s трехфазная асинхронная машина может работать в режимах двигателя, генератора и электромагнитного тормоза.

В режиме двигателя ($0 < s < 1$) трехфазная асинхронная машина преобразует электрическую энергию в механическую. Ротор двигателя должен вращаться асинхронно медленнее поля, с такой частотой, при которой токи в обмотке ротора, взаимодействуя с вращающимся магнитным полем, создаваемым токами в обмотках статора, создают вращающий момент, уравновешивающий тормозной момент от сил трения и нагрузки на валу.

В режиме генератора ($s < 0$) трехфазная асинхронная машина преобразует механическую энергию в электрическую. Ротор генератора вращается в направлении вращения магнитного поля, создаваемого токами в обмотках статора, с частотой большей, чем частота вращения поля.

В режиме электромагнитного тормоза ($s > 1$) ротор трехфазной асинхронной машины вращается в направлении, противоположном направлению вращения магнитного поля, создаваемого токами в обмотках статора. При этом в трехфазной асинхронной машине рассеивается значительная энергия в обмотках из-за гистерезиса и вихревых токов.

Выше уже отмечалось преимущественное применение асинхронных машин в качестве двигателей. Поэтому в дальнейшем ограничимся в основном анализом работы асинхронного двигателя.

14.4. ВРАЩАЮЩЕЕСЯ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ СТАТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Токи обмоток статора, подключенных к трехфазной сети, возбуждают в машине *вращающееся магнитное поле статора*, которое индуцирует ЭДС в замкнутой накоротко (или пусковыми реостатами) обмотке ротора. Токи ротора, возникающие под действием этой ЭДС, возбуждают *вращающееся магнитное поле ротора*. Частота и направление вращения этих полей одинаковы, что обуславливает результирующее вращающееся магнитное поле, называемое *рабочим полем* машины.

Рассмотрим характеристики вращающегося магнитного поля статора, полагая, что цепь ротора разомкнута. Характеристики этого поля зависят от геометрического расположения фазных обмоток на статоре машины.

А. Двухполюсное вращающееся поле. Для получения двухполюсного вращающегося поля необходимо три одинаковые фазные обмотки расположить на статоре так, чтобы углы между их осями были равны 120° . На рис. 14.8, а каждая фазная обмотка условно показана в виде одновитковой секции и обозначено: A, B, C — начала, X, Y, Z — концы обмоток. Если фазные обмотки соединить звездой (рис. 14.8, б) (или треугольником) и подключить к трехфазной сети питания, то токи в витках катушек (рис. 14.8, в) будут равны

$$i_A = I_m \sin \omega t; \quad i_B = I_m \sin(\omega t - 120^\circ); \quad i_C = I_m \sin(\omega t - 240^\circ).$$

Токи фазных обмоток создают магнитные поля. На рис. 14.8, а по правилу буравчика (см. рис. 2.1) показаны направления векторов индукции магнитных полей, создаваемых каждой катушкой вдоль своей оси:

$$\left. \begin{aligned} B_A &= B_m \sin \omega t; \\ B_B &= B_m \sin(\omega t - 120^\circ); \\ B_C &= B_m \sin(\omega t - 240^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (14.2)$$

Сумма векторов этих магнитных индукций образует магнитную индукцию поля статора.

Опишем поле статора через его составляющие по двум взаимно перпендикулярным осям x и y , причем оси x дадим направление оси катушки фазы A .

Составляющая индукции магнитного поля вдоль оси x равна алгебраической сумме проекций на эту ось мгновенных значений трех индукций:

$$\begin{aligned} B_x &= B_A \cos 0^\circ + B_B \cos(-120^\circ) + B_C \cos(-240^\circ) = \\ &= B_A + B_B(-1/2) + B_C(-1/2). \end{aligned}$$

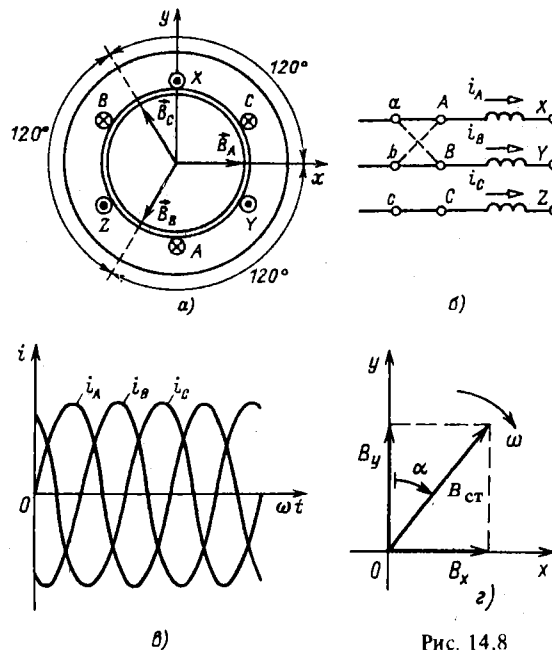


Рис. 14.8

Подставив выражения индукций из (14.2), получим

$$B_x = B_m \left[\sin \omega t - \frac{1}{2} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{2} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] = B_m \left[\sin \omega t + \frac{1}{4} \sin \omega t + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos \omega t + \frac{1}{4} \sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos \omega t \right] = 1,5 B_m \sin \omega t. \quad (14.3)$$

Составляющая индукции магнитного поля по оси y

$$B_y = B_A \sin 0^\circ + B_B \sin(-120^\circ) + B_C \sin(-240^\circ) = B_B (-\sqrt{3}/2) + B_C \sqrt{3}/2,$$

или после подстановки значений индукций из (14.2)

$$B_y = B_m \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] = 1,5 B_m \cos \omega t. \quad (14.4)$$

Таким образом, магнитная индукция поля статора

$$B_{ст} = \sqrt{B_x^2 + B_y^2} = 1,5 B_m \sqrt{\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t} = 1,5 B_m, \quad (14.5)$$

т. е. ее значение постоянно. Угол α , образуемый магнитными линиями поля с осью y (рис. 14.8, z), определяется условием

$$\operatorname{tg} \alpha = B_x / B_y = \sin \omega t / \cos \omega t = \operatorname{tg} \omega t,$$

т. е. $\alpha = \omega t$.

Следовательно, магнитное поле статора вращается в плоскости осей катушек по направлению движения часовой стрелки с угловой скоростью ω . Вектор индукции поля последовательно совпадает по направлению с осью той из фазных обмоток, ток в которой достигает максимального значения, т. е. поле вращается в направлении последовательно-сти фаз трехфазной системы токов в фазных обмотках.

Чтобы изменить направление вращения магнитного поля статора, достаточно изменить порядок подключения двух любых фазных обмоток асинхронной машины к трехфазному источнику электрической энергии, например как показано на рис. 14.8, b штриховой линией.

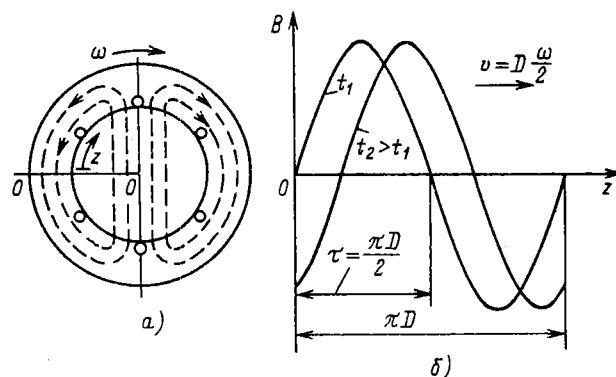


Рис. 14.9

На рис. 14.9, *a* приведена общая картина распределения магнитных линий вращающегося магнитного поля статора двухполюсной асинхронной машины для некоторого момента времени t_1 . Распределение индукции B в зазоре между статором и ротором в зависимости от расстояния z вдоль окружности статора и ротора, отсчитываемого от выбранной на рис. 14.9, *a* линии $0-0$, для моментов времени $t_1 = 0$ и $t_2 > t_1$ показано на рис. 14.9, *б*. Линейная скорость перемещения магнитного поля вдоль зазора определяется диаметром статора D и равна $v = D\omega/2$. При стандартной частоте переменного тока ($f = 50$ Гц) частота вращения магнитного поля статора двухполюсной асинхронной машины $n = 50 \cdot 60 = 3000$ об/мин. На практике в большинстве случаев требуются двигатели с меньшей частотой вращения. Это достигается применением многополюсных обмоток статора.

Б. Многополюсное вращающееся поле. В многополюсной обмотке статора каждой паре полюсов вращающегося поля соответствует одна катушечная группа в каждой фазной обмотке, т. е. всего три катушечные группы для трех фазных обмоток. Следовательно, если поле должно иметь p пар полюсов, то все три фазные обмотки статора должны быть разделены на

$$k = 3p \quad (14.6)$$

равных частей, т. е. p частей на каждую фазу.

В качестве примера на рис. 14.10 дана упрощенная схема обмотки статора шестиполюсной машины ($p = 3$). В данном случае все фазные обмотки разделены на $3p = 9$ частей, т. е. каждая фазная обмотка — на три части. Каждая катушечная группа фазной обмотки изображена в виде одновитковой секции, причем соединения даны только для фазы A и на тыльной торцевой стороне статора показаны штриховой линией. Стороны такой катушечной группы сдвинуты по окружности

статора на угол $180^\circ/p$, что соответствует одному полюсному делению τ . В частности, для шестиполюсной машины этот угол $180^\circ/3 = 60^\circ$. На рис. 14.10 изображены также кривые мгновенных значений токов i_A, i_B, i_C статора. Распределение магнитного поля дано для четырех различных моментов $t_1 - t_4$.

На крайнем левом рисунке показано направление токов в проводах обмоток в момент t_1 , когда ток фазы A имеет амплитудное значение. В соответствии с направлениями токов магнитные линии поля статора в трех местах входят в ротор и в трех выходят из него, образуя, таким образом, три пары полюсов ($p=3$).

В некоторый следующий момент t_2 направления токов, а вместе с ними и распределение магнитного поля статора соответственно изменяются и т. д. Магнитное поле статора за время одного периода переменного тока поворачивается на одну треть окружности, т. е. на расстояние, соответствующее дуге, занимаемой тремя участками фазных обмоток на статоре. Эта часть окружности статора соответствует двум полюсам ($2p$) вращающегося магнитного поля статора и называется *двойным полюсным делением* (2τ). Следовательно, *полюсное деление* τ есть часть дуги окружности статора, соответствующая одному полюсу магнитного поля, т. е.

$$\tau = \pi D / (2p), \quad (14.7)$$

где D — внутренний диаметр сердечника статора.

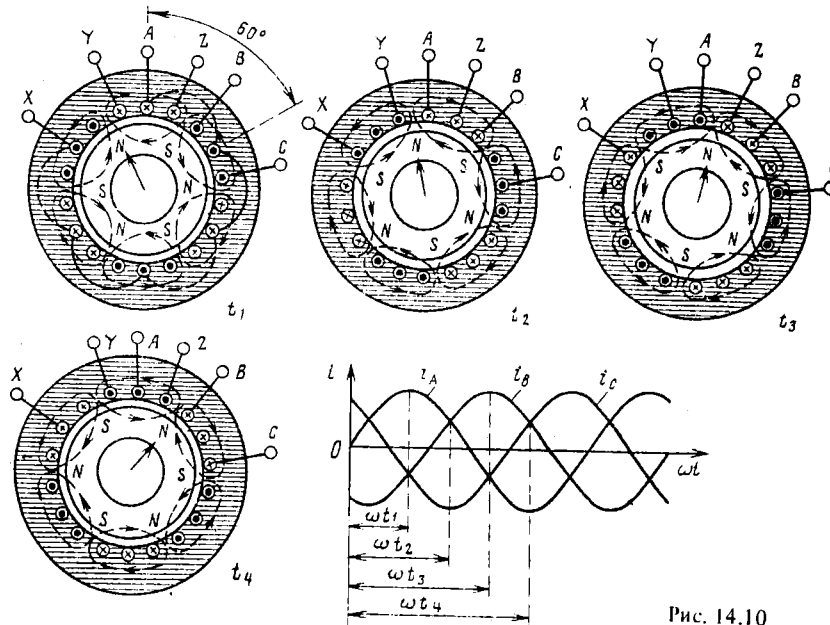


Рис. 14.10

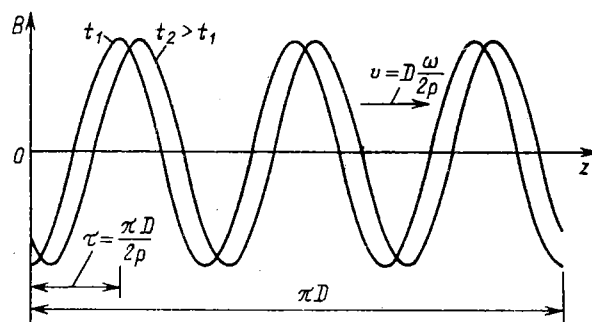


Рис. 14.11

За один период T переменного тока поле поворачивается на двойное полюсное деление (2τ), а полный оборот происходит за p периодов. Следовательно, в секунду поле делает $1/(pT) = f/p$ оборотов, а частота вращения, об/мин, составит

$$n_1 = f \cdot 60/p. \quad (14.8)$$

На рис. 14.11 приведена характеристика распределения индукции B магнитного поля статора вдоль зазора у шестиполусной машины для моментов времени t_1 и t_2 , если отсчет расстояния z вдоль зазора аналогичен показанному на рис. 14.9, а.

14.5. ВРАЩАЮЩЕЕСЯ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ РОТОРА И РАБОЧЕЕ ВРАЩАЮЩЕЕСЯ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Обмотка короткозамкнутого ротора состоит из N стержней. Между ЭДС, индуцированными вращающимся магнитным полем статора в двух соседних стержнях, сдвиг фаз равен $360^\circ p/N$. Можно считать, что число фаз короткозамкнутого ротора равно числу стержней, $m_2 = N$, а число витков в каждой фазе $w_2 = 1/2$.

Аналогично цепь фазного ротора представляет собой трехфазную систему $m_2 = 3$ с числом витков w_2 в каждой фазе. Здесь и в дальнейшем все величины, относящиеся к фазе ротора, будут отмечаться индексом 2, а относящиеся к фазе статора — индексом 1.

Примем сначала, что цепь ротора разомкнута, т. е. ток в ней отсутствует, на ротор не действуют электромагнитные силы и он неподвижен. В этом случае магнитное поле машины представляет собой только вращающееся магнитное поле статора.

При неподвижном роторе частота индуцированной в его обмотке ЭДС равна частоте f токов в цепи статора. Если ротор вращать с частотой n вслед за вращающимся полем статора, то частота индуцирован-

ной в его обмотке ЭДС уменьшится. Эту частоту f_2 можно определить из выражения (14.8), в котором вместо частоты вращения поля статора n_1 нужно подставить разность $n_1 - n$, так как вращающееся магнитное поле статора пересекает витки обмотки ротора только вследствие того, что частота его вращения n меньше, чем поля статора n_1 :

$$f_2 = p(n_1 - n)/60.$$

Если теперь цепь ротора замкнуть, то токи в ней образуют многофазную систему с $m_2 = N$ фазами в случае короткозамкнутого ротора и с $m_2 = 3$, т. е. трехфазную в случае фазного ротора. Следовательно, токи в обмотке ротора аналогично токам в обмотке статора должны возбуждать вращающееся магнитное поле. Частоту вращения $n_{\text{отн}}$ этого поля относительно ротора можно определить, пользуясь общим выражением частоты вращения многополюсного поля (14.8):

$$n_{\text{отн}} = f_2 60/p.$$

Так как сам ротор вращается в том же направлении с частотой n , то его поле вращается в пространстве с частотой

$$n_{\text{отн}} + n = (n_1 - n) + n = n_1,$$

т. е. поле ротора вращается синхронно с полем статора.

Таким образом, вращающиеся поля статора и ротора по отношению друг к другу остаются неподвижными, что является характерным условием полной передачи энергии от статора к ротору. Складываясь, вращающиеся магнитные поля статора и ротора образуют рабочее вращающееся магнитное поле асинхронного двигателя. Рабочее вращающееся поле в асинхронном двигателе служит таким же связующим звеном между обмотками статора и ротора, как и переменное магнитное поле в магнитопроводе трансформатора, передающее энергию от первичной ко вторичной обмотке.

В дальнейшем вместо термина *рабочее вращающееся магнитное поле* будем пользоваться сокращенным — *вращающееся магнитное поле* асинхронного двигателя. Именно это поле необходимо знать для анализа процессов в цепях статора и ротора.

Различают несколько характерных режимов работы асинхронного двигателя: номинальный режим, соответствующий номинальному скольжению ротора $s = s_{\text{ном}}$ при номинальном напряжении $U_1 = U_{1\text{ном}}$ и токе $I_1 = I_{1\text{ном}}$ питающей сети; рабочий режим, при котором напряжение питающей сети близко к номинальному значению или равно ему, $U_1 \approx U_{1\text{ном}}$, а нагрузка двигателя определяется тормозным моментом на валу при скольжении $s \leq s_{\text{ном}}$ и токе $I_1 = I_{1\text{ном}}$; режим пуска двигателя в ход, возникающий при подключении напряжения питающей сети и неподвижном роторе $s = 1$.

Режим работы всех фаз статора одинаковый. То же относится и к фазам ротора. Поэтому анализ работы асинхронного двигателя можно вести для одной фазы, представив ее обмотку одним витком.

14.6. УРАВНЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ФАЗЫ СТАТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Нормальная составляющая индукции вращающегося магнитного поля распределена по синусоидальному закону вдоль окружности ротора (см. рис. 14.9, б). Поэтому потокоцепление витка при вращении поля изменяется во времени тоже по синусоидальному закону:

$$\Psi = \Phi_{\text{в}} \sin \omega t.$$

Это дает возможность воспользоваться для определения действующего значения ЭДС витка статора выражением трансформаторной ЭДС (8.4в), т. е.

$$E_{\text{в}} = 4,44 f \Phi_{\text{в}},$$

однако в отличие от трансформатора здесь $\Phi_{\text{в}}$ обозначает не амплитуду, а постоянное значение магнитного потока вращающегося поля, пронизывающего виток:

$$\Phi_{\text{в}} = l \int_0^{\tau} B_m \sin \frac{\pi}{\tau} z \, dz = \frac{2\tau l}{\pi} B_m,$$

где l — длина ротора; τ — ширина полюсного деления.

При определении ЭДС e_1 , индуцируемой в каждой из фазных обмоток статора, необходимо учесть, что эта ЭДС индуцируется не переменным магнитным полем, а вращающимся. Обычно фазная обмотка статора с числом витков w_1 делится на p катушечных групп по $w_{1\text{к}}$ витков, каждая из которых распределена на две секции (рис. 14.1, в). Ширина зубцов сердечника статора определяет геометрический центральный угол между двумя соседними пазами: $\beta = 360^\circ / z_{\text{з}}$; здесь $z_{\text{з}}$ — число зубцов сердечника статора, равное числу пазов. Вращающееся магнитное поле пересекает стороны секций неодновременно, что вызывает сдвиг фаз между ЭДС соседних секций катушечной группы. Угол α этого сдвига фаз больше геометрического угла β в p раз:

$$\alpha = p\beta = p \cdot 360^\circ / z_{\text{з}}, \quad (14.9)$$

т. е. повороту $2p$ -полюсного поля на 360° соответствует изменение фазы индуцируемых ЭДС на $p \cdot 360^\circ$.

Угол сдвига фаз α называется *электрическим углом*. Он, так же как и геометрический угол, измеряется в градусах или радианах. Из-за сдвига фаз между ЭДС $E_{\text{с}}$ отдельных секций (векторная диаграмма на

рис. 14.12) действующее значение ЭДС $E_{1к}$ катушечной группы меньше произведения действующего значения ЭДС одного витка E_v на число витков $w_{1к}$ катушечной группы:

$$E_{1к} < E_v w_{1к}.$$

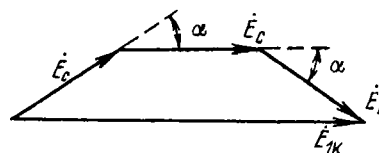


Рис. 14.12

Второй причиной уменьшения ЭДС обмотки является часто применяемое *укорочение шага* обмотки, т. е. дуга между двумя сторонами витка принимается несколько меньше полюсного деления τ . Это делается для уменьшения длины лобовых соединений. При таком укорочении виток статора сцепляется не со всем потоком полюса и, следовательно, в нем индуцируется соответственно меньшая ЭДС.

Уменьшение ЭДС из-за сдвига фаз между ЭДС отдельных секций и из-за укорочения шага при расчетах обмоток учитывается введением обмоточного коэффициента $k_{об} \leq 1$. У асинхронных машин $k_{об1} = 0,92 \div 0,96$.

Таким образом, ЭДС, индуцируемая вращающимся магнитным полем в каждой фазной обмотке статора, содержащей $w_1 = w_{1к} p$ витков,

$$E_1 = p E_{1к} = w_1 k_{об1} E_v = 4,44 f w_1 k_{об1} \Phi_v = \omega \Psi_1, \quad (14.10a)$$

где

$$\Psi_1 = w_1 k_{об1} \Phi_v / \sqrt{2} \quad (14.10б)$$

— действующее значение потокосцепления вращающегося поля с фазной обмоткой.

Отметим, что понятия обмоточного коэффициента и электрического угла относятся не только к асинхронным машинам, а ко всем электрическим машинам и устройствам, в которых при работе возникает вращающееся магнитное поле в той или иной форме.

В фазной обмотке статора ЭДС индуцируются не только вращающимся магнитным полем, магнитные линии которого сцепляются одновременно с проводниками статора и ротора. Каждая фазная обмотка статора имеет также *потокосцепление рассеяния* $\Psi_{рас1}$. Это та часть магнитных линий, которые замыкаются помимо ротора. На рис. 14.13 фазная обмотка статора условно показана в виде одновитковой секции. Потокосцепление рассеяния статора $\Psi_{рас1}$ складывается из потокосцеплений магнитных линий поля, замыкающихся поперек пазов сердечника Ψ_n вокруг лобовых соединений Ψ_l и между зубцами статора и ротора, т. е. в воздушном зазоре машины Ψ_z . Чем больше воздушный зазор, чем длиннее лобовые соединения и чем глубже заложены проводники обмотки в пазы, тем больше потокосцепление рассея-

ния $\Psi_{\text{рас1}}$. Так как большая часть пути магнитных линий этого поля проходит в воздухе, то на тех же основаниях, что и для трансформатора, можно считать потокосцепление рассеяния прямо пропорциональным току статора i_1 и совпадающим по фазе с этим током.

Потокосцепление рассеяния индуцирует в каждой из фаз обмотки статора ЭДС рассеяния $e_{\text{рас1}}$ по (2.2), которая совпадает по направлению с током i_1 (рис. 14.13). На этом же рисунке указаны ЭДС e_1 , индуцируемая в фазной обмотке статора вращающимся магнитным полем, и фазное напряжение u_1 питающей сети. Таким образом, ток в каждой фазной обмотке можно рассматривать как создаваемый совместным действием фазного напряжения сети u_1 и двух ЭДС — одной, индуцируемой вращающимся магнитным полем, и второй, индуцируемой потокосцеплением рассеяния.

Для дальнейшего анализа удобно воспользоваться комплексным методом, представив все синусоидальные величины соответствующими им комплексными значениями.

Согласно второму закону Кирхгофа, записанному для контура цепи фазной обмотки статора с активным сопротивлением витков $r_{\text{в1}}$,

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{\text{рас1}} = r_{\text{в1}} \dot{I}_1.$$

Напряжение $\dot{U}_{\text{рас1}} = -\dot{E}_{\text{рас1}}$, уравнивающее ЭДС рассеяния, можно выразить по (2.32) и (2.33):

$$\dot{U}_{\text{рас1}} = jx_{\text{рас1}} \dot{I}_1 = j\omega L_{\text{рас1}} \dot{I}_1.$$

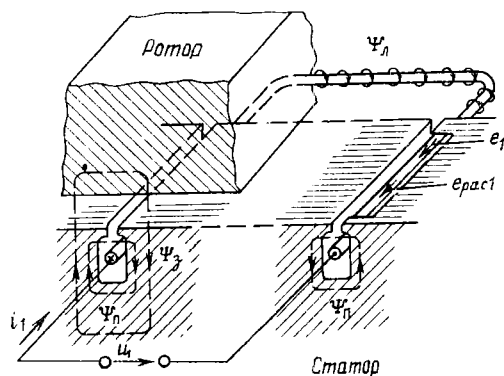


Рис. 14.13

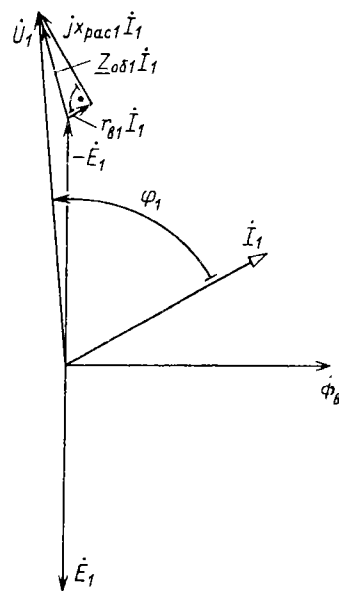


Рис. 14.14

где $L_{\text{рас1}} = \Psi_{\text{рас1}}/i_1$ — индуктивность рассеяния; $x_{\text{рас1}}$ — индуктивное сопротивление рассеяния фазной обмотки статора.

Таким образом, электрическое состояние фазы статора определяется уравнением

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + (r_{\text{в1}} + jx_{\text{рас1}})\dot{I}_1 = -\dot{E}_1 + \underline{Z}_{\text{об1}}\dot{I}_1, \quad (14.11a)$$

где $\underline{Z}_{\text{об1}} = r_{\text{в1}} + jx_{\text{рас1}}$ — комплексное сопротивление фазной обмотки статора.

Это уравнение ничем не отличается от уравнения электрического состояния первичной обмотки трансформатора (9.11a), что естественно, так как и в асинхронном двигателе, и в трансформаторе передача энергии во вторичную цепь (передача энергии ротору) осуществляется посредством магнитного поля.

Уравнение электрического состояния фазы статора асинхронного двигателя иллюстрирует векторная диаграмма на рис. 14.14, где $\underline{Z}_{\text{об1}}I_1$ существенно больше, чем в уравнении первичной обмотки трансформатора. Это — результат наличия воздушного зазора в магнитной цепи машины.

Все же падение напряжения $\underline{Z}_{\text{об1}}I_1$ в двигателях средней и большой мощности в рабочем режиме при $I_1 \leq I_{1\text{ном}}$ мало относительно значения E_1 , которое приближенно определяется согласно (8.4в):

$$U_1 \approx E_1 = 4,44f\omega_1 k_{\text{об1}} \Phi_{\text{в}}. \quad (14.11б)$$

Так как напряжение между выводами фазной обмотки U_1 неизменно, то приближенно можно считать магнитный поток вращающегося поля двигателя $\Phi_{\text{в}}$ в рабочем режиме также неизменным, т. е. не зависящим от нагрузки двигателя.

14.7. УРАВНЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ФАЗЫ РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Вращающееся магнитное поле индуцирует в фазной обмотке ротора ЭДС e_2 с частотой $f_2 = p(n_1 - n)/60$ (см. § 14.5). Чтобы выразить эту частоту через частоту питающей сети f , разделим и умножим правую часть этой формулы на n_1 и, учитывая (14.1) и (14.8), получим частоту

$$f_2 = fs, \quad (14.12)$$

называемую *частотой скольжения*, равной частоте сети, умноженной на скольжение.

Электродвижущая сила e_1 в фазной обмотке статора и ЭДС e_2 в фазной обмотке ротора индуцируются общим для этих обмоток вращающимся магнитным полем двигателя, создаваемым совместным действием МДС токов статора и ротора. Однако ЭДС e_1 препятствует

изменению тока i_1 в фазной обмотке статора, а ЭДС e_2 возбуждает ток i_2 в фазной обмотке ротора. Поэтому если положительные направления ЭДС e_1 и тока i_1 в фазной обмотке статора выбирают совпадающими (см. рис. 14.13), то в фазной обмотке ротора положительное направление тока i_2 обычно выбирают противоположным направлению ЭДС e_2 . Это соответствует встречному включению фазных обмоток статора и ротора, при котором результирующая МДС двигателя равна разности МДС токов статора и ротора. Аналогичные соотношения между ЭДС, токами и МДС были ранее получены для первичной и вторичной обмоток трансформатора (см. рис. 9.4, б).

Ток i_2 фазной обмотки ротора создает магнитное поле, часть магнитных линий которого замыкается помимо обмотки статора. Совокупность этих магнитных линий определяет потокоцепление рассеяния Ψ_{pac2} фазной обмотки ротора.

Запишем в комплексной форме уравнение электрического состояния фазы ротора с учетом противоположных положительных направлений ЭДС и тока:

$$-\dot{E}_2 = r_{\pi 2} \dot{I}_2 + j s \omega L_{pac2} \dot{I}_2, \quad (14.13)$$

где $s\omega = 2\pi f_2 = \omega_2$; $r_{\pi 2}$ — активное сопротивление витков; $L_{pac2} = \Psi_{pac2}/i_2$ — индуктивность рассеяния; $s\omega L_{pac2}$ — индуктивное сопротивление фазной обмотки ротора.

Действующее значение ЭДС фазы ротора определим по аналогии с (14.11б):

$$E_2 = 4,44 f s w_2 k_{o62} \Phi_{\pi}, \quad (14.14)$$

где для короткозамкнутого ротора $w_2 = 1/2$ и $k_{o62} = 1$.

Уравнению (14.13) соответствуют схема замещения фазной обмотки ротора на рис. 14.15 и векторная диаграмма на рис. 14.16.

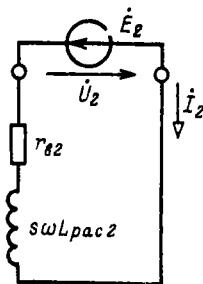


Рис. 14.15

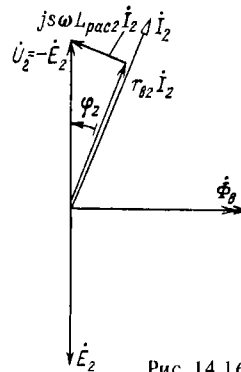


Рис. 14.16

Заметим, что уравнение электрического состояния фазы ротора (14.13) аналогично уравнению электрического состояния вторичной цепи трансформатора (9.11б) в режиме короткого замыкания, т. е. при $\dot{U}_2 = 0$.

14.8. БАЛАНС МАГНИТОДВИЖУЩИХ СИЛ В АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ

Вращающиеся магнитные поля токов статора и ротора, как было показано, неподвижны относительно друг друга. На этом основании при вращении ротора МДС токов статора и ротора можно рассматривать как векторы, геометрическая сумма которых определяет МДС, возбуждающую вращающееся магнитное поле двигателя. При расчете этих МДС необходимо учитывать то обстоятельство, что они создаются токами в обмотках, секции которых распределены по нескольким пазам, вследствие чего магнитные поля токов отдельных секций обмоток не совпадают в пространстве. Чтобы учесть это, можно ввести в выражения МДС коэффициент, меньший единицы и приближенно равный обмоточному коэффициенту.

Следовательно, по аналогии с балансом МДС в трансформаторе [см. (9.4)] в асинхронном двигателе как при неподвижном, так и при вращающемся роторе справедливо условие

$$\frac{3}{2} w_1 k_{об1} \dot{I}_1 - \frac{m_2}{2} w_2 k_{об2} \dot{I}_2 = \frac{3}{2} w_1 k_{об1} \dot{I}_{1x}. \quad (14.15)$$

Здесь учтено, что результирующие МДС трехфазной и m_2 -фазной обмоток статора и ротора соответственно в $3/2$ раза [по (14.5)] и $m_2/2$ раз больше МДС одной фазы.

Из последнего уравнения можно выразить ток статора следующим образом:

$$\dot{I}_1 = \frac{m_2 w_2 k_{об2}}{3 w_1 k_{об1}} \dot{I}_2 + \dot{I}_{1x} = \dot{I}_2' + \dot{I}_{1x}'. \quad (14.16)$$

Величина

$$\dot{I}_2' = \frac{m_2 w_2 k_{об2}}{3 w_1 k_{об1}} \dot{I}_2$$

называется *приведенным током ротора*; это та часть тока статора, которая уравнивает размагничивающее действие тока ротора.

Ток намагничивания $\dot{I}_{1x}$ в рабочем режиме двигателя ($s \leq s_{ном}$) практически равен току статора при идеальном холостом ходе двигателя. Чтобы определить последний из опыта, необходимо сообщить

ротору при помощи вспомогательного двигателя синхронную частоту вращения, т. е. равную частоте вращения магнитного поля ($s = 0$), при которой ток в роторе станет равным нулю. Таким образом, ток холостого хода двигателя при отсутствии нагрузки на валу больше тока идеального холостого хода вследствие потерь энергии на преодоление трения в подвижных частях, на нагревание обмоток ротора и т. п.

14.9. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ФАЗЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для расчетов рабочих процессов асинхронного двигателя часто выбирается схема замещения фазы двигателя, состоящая из резистивных и индуктивных элементов с постоянными параметрами, а также резистивного элемента с переменным сопротивлением, замещающим механическую нагрузку на валу двигателя.

Сложность получения такой схемы замещения заключается в том, что, во-первых, неодинаковы частоты токов фаз статора f и ротора $f_2 = fs$, во-вторых, различны числа витков фазных обмоток статора w_1 и ротора w_2 и их обмоточные коэффициенты $k_{об1}$ и $k_{об2}$, и в-третьих, различны числа фаз статора $m_1 = 3$ и короткозамкнутого ротора $m_2 = N$. Поэтому необходимо все параметры и величины, характеризующие режим фазы ротора, привести к частоте, числу витков, обмоточному коэффициенту и числу фаз статора.

Приведем сначала эти величины к частоте фазы статора. Введем в рассмотрение эквивалентный неподвижный ротор таким образом, чтобы вращающееся магнитное поле двигателя осталось неизменным, соответствующим его рабочему режиму. Неизменность вращающегося магнитного поля означает постоянство энергии, передаваемой от статора к вращающемуся ротору в рабочем режиме или к эквивалентному неподвижному ротору.

Ввиду постоянства вращающегося магнитного поля действующее значение ЭДС в фазной обмотке эквивалентного неподвижного ротора определяется по той же формуле, что и действующее значение ЭДС в фазной обмотке статора в рабочем режиме [см. (14.116)], так что с учетом (14.14)

$$E_{2н} = 4,44fw_2k_{об2}\Phi_B = E_2/s, \quad (14.17)$$

где для короткозамкнутого ротора $w_2 = 1/2$, $k_{об2} = 1$.

Величина $E_{2н}$ называется ЭДС фазы ротора, приведенной к частоте статора. Заметим, что $E_{2н}$ является одной из важных расчетных величин для асинхронного двигателя, а ее значение примерно вдвое больше действующего значения ЭДС E_2 , индуцируемой фактически в фазной обмотке заторможенного ротора. Это объясняется тем, что во втором случае увеличивается примерно в 6,5 раза ток в фазной обмотке статора относительно номинального значения, вследствие чего увеличива-

ется падение напряжения $z_{об1} I_1$ на ней и уменьшается намагничивающий ток, возбуждающий вращающееся магнитное поле.

Чтобы вращающееся магнитное поле осталось неизменным при замене вращающегося ротора эквивалентным неподвижным ротором, необходимо, чтобы токи в фазах, имеющие в первом случае частоту $f_2 = fs$, а во втором — f , были одинаковы по амплитуде и сдвигу фаз относительно возбуждающих токи ЭДС. Это достигается приведением тока фазы вращающегося ротора к частоте f тока неподвижного статора. Ток фазы вращающегося ротора со схемой замещения по рис. 14.15, учитывая (14.17), можно выразить следующим образом:

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{r_{в2}^2 + (s\omega L_{pac2})^2}} = \frac{E_{2н}}{\sqrt{(r_{в2}/s)^2 + (\omega L_{pac2})^2}}.$$

Правой части этого равенства соответствует схема замещения фазы эквивалентного неподвижного ротора (рис. 14.17), частота тока в которой равна f , а величина $r_{в2}/s$ представлена суммой активного сопротивления фазной обмотки ротора $r_{в2}$ и некоторого добавочного активного сопротивления $r_2(s)$, во много раз большего, чем $r_{в2}$.

Из сравнения схем замещения фаз вращающегося и эквивалентного неподвижного ротора следует, что ток в каждой из них отстает по фазе от ЭДС на одинаковый угол

$$\begin{aligned}\varphi_2 &= \arccos \frac{r_{в2}}{\sqrt{r_{в2}^2 + (s\omega L_{pac2})^2}} = \\ &= \arccos \frac{r_{в2}/s}{\sqrt{(r_{в2}/s)^2 + (\omega L_{pac2})^2}}.\end{aligned}$$

Таким образом, работающий асинхронный двигатель для расчетов может быть заменен эквивалентным неподвижным, в котором цепь каждой фазной обмотки ротора замкнута резистором с сопротивлением

$$r_2(s) = r_{в2}(1-s)/s.$$

Мощность этого резистора $r_2 I_2^2$ равна развиваемой механической мощности одной фазы ротора.

Приведем теперь все величины, характеризующие фазу эквивалентного ротора, к числу витков, обмоточному коэффициенту и числу фаз статора подобно тому, как приводились к числу витков первичной обмотки трансформатора величины, относящиеся к его вторичной обмотке (см. § 9.5).

Электродвижущая сила фазы статора E_1 связана с ЭДС фазы неподвижного эквивалентного ротора $E_{2н}$ соотношением

$$E_1 = (w_1 k_{об1} / w_2 k_{об2}) E_{2н} = k_e E_{2н},$$

где k_e — коэффициент трансформации напряжений асинхронного двигателя.

Как следует из схемы замещения фазы эквивалентного ротора (рис. 14.17),

$$-\dot{E}_{2н} = \left(\frac{r_{в2}}{s} + j\omega L_{рас2} \right) \dot{I}_2 = (r_{в2} + r_2 + j\omega L_{рас2}) \dot{I}_2 = \\ = \underline{Z}_{об2} \dot{I}_2 + r_2 \dot{I}_2.$$

Следовательно,

$$-\dot{E}_1 = (\underline{Z}_{об2} + r_2) k_e \dot{I}_2.$$

Ток фазы ротора $\dot{I}_2$ можно заменить приведенным током по (14.16):

$$\dot{I}_2 = (3w_1 k_{об1} / m_2 w_2 k_{об2}) \dot{I}_2' = k_i \dot{I}_2',$$

где k_i — коэффициент трансформации токов асинхронного двигателя.

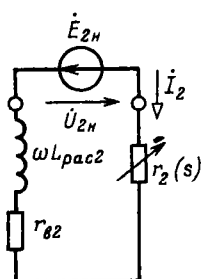


Рис. 14.17

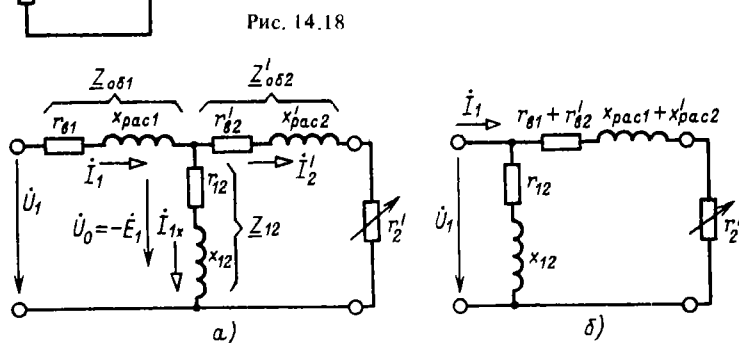


Рис. 14.18

Сделаем подстановку, получим

$$\dot{E}_1 = -(\underline{Z}_{об2} + r_2) k_e k_i \dot{I}_2'.$$

Произведение $k_e k_i$ — это коэффициент трансформации асинхронного двигателя.

Введем теперь в уравнения электрического состояния фазы статора асинхронного двигателя приведенные сопротивления цепи эквивалентного ротора:

$$k\underline{Z}_{об2} = \underline{Z}_{об2}' \quad \text{и} \quad kr_2 = r_2'. \quad (14.18)$$

Элементы с такими сопротивлениями в цепи фазы статора будут потреблять такую же энергию и при том же сдвиге фаз между напряжением и током, как это имеет место в соответствующих сопротивлениях элементов цепи фазы ротора (рис. 14.17).

Таким образом, ЭДС фазы статора

$$\dot{E}_1 = -(\underline{Z}_{об2}' + r_2') \dot{I}_2',$$

а напряжение статора (фазное)

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \underline{Z}_{об1} \dot{I}_1 = \underline{Z}_{об1} \dot{I}_1 + (\underline{Z}_{об2}' + r_2') \dot{I}_2'. \quad (14.19a)$$

С другой стороны, ЭДС $\dot{E}_1$ пропорциональна намагничивающему току $\dot{I}_{1x}$ и по тем же соображениям, как и для трансформатора,

$$-\dot{E}_1 = \underline{Z}_{12} \dot{I}_{1x},$$

где условная величина $\underline{Z}_{12}$, модуль которой имеет размерность сопротивления, в схеме замещения соответствует магнитной цепи двигателя. Следовательно, для напряжения фазы статора справедливо также уравнение

$$\dot{U}_1 = \underline{Z}_{12} \dot{I}_{1x} + \underline{Z}_{об1} \dot{I}_1. \quad (14.19b)$$

Вместе с уравнением тока статора

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{1x} + \dot{I}_2' \quad (14.20)$$

два уравнения напряжения фазы статора (14.19) можно рассматривать как уравнения, соответствующие законам Кирхгофа для цепи со схемой замещения по рис. 14.18, а. В ней элементы $\underline{Z}_{об1}$ изображают схему замещения обмотки фазы статора, $\underline{Z}_{об2}'$ — обмотки фазы ротора, $\underline{Z}_{12}$ — магнитную цепь машины, а $r_2' = r_{в2}'(1-s)/s$ — механическую нагрузку.

При синхронной частоте вращения ($s = 0$) сопротивление резистивного элемента, соответствующего механической нагрузке в эквивалент-

ной схеме замещения,

$$r_2' = r_{\text{в}2}' / s - r_{\text{в}2}' = r_{\text{в}2}' (1 - s) / s = \infty.$$

Если затормозить двигатель до полной остановки ($s = 1$), то $r_2' = 0$.

По этой причине опыт полной остановки двигателя именуется *опытом короткого замыкания* — обычно он осуществляется при сильно пониженном напряжении на статоре.

На рис. 14.18, б изображена упрощенная Г-образная схема замещения одной фазы асинхронной машины, составленная в предположении, что $\dot{U}_0 \approx \dot{U}_1$.

14.10. ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА ФАЗЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Частоты токов в цепях статора f и вращающегося ротора $f_2 = f s$ различны. Поэтому построить их общую векторную диаграмму нельзя. Однако такую диаграмму можно построить для двигателя с эквивалентным неподвижным ротором с приведенной на рис. 14.18 схемой замещения одной фазы статора и ротора. На рис. 14.19 векторная диаграмма фазы статора совпадает с ранее показанной на рис. 14.14. Ну-

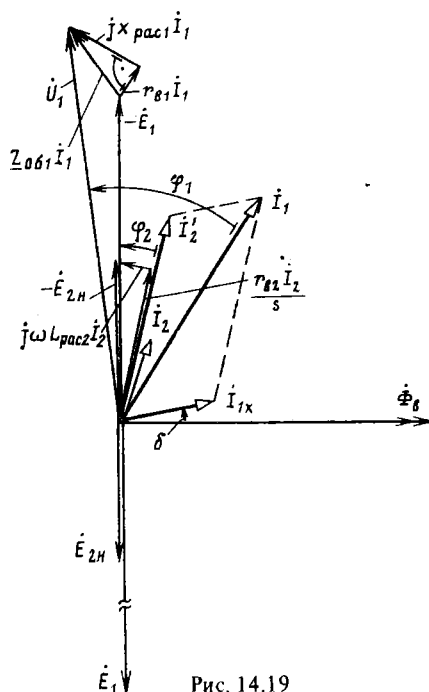


Рис. 14.19

левая начальная фаза по-прежнему выбрана у потока $\dot{\Phi}_B$, по отношению к которому ЭДС фазы статора $\dot{E}_1$ и эквивалентного ротора $\dot{E}_{2H}$ отстают на угол 90° .

Так $\dot{I}_2$ отстает от напряжения $\dot{U}_{2H} = -\dot{E}_{2H}$ на угол

$$\varphi_2 = \arctg[\omega L_{pac2}/(r_{B2} + r_2)] = \arctg(s\omega L_{pac2}/r_{B2}),$$

т. е. это тот же сдвиг фаз, который имеет место во вращающемся роторе между напряжением $\dot{U}_2 = -\dot{E}_2$ и током $\dot{I}_2$ (см. рис. 14.16).

Вторичная цепь имеет активное $r_{B2} + r_2 = r_{B2}/s$ и индуктивное ωL_{pac2} сопротивления (см. рис. 14.17). Соответственно ЭДС $\dot{E}_{2H}$ состоит из активной $r_{B2}\dot{I}_2/s$ и реактивной $j\omega L_{pac2}\dot{I}_2$ составляющих. Вектор приведенного тока фазы ротора

$$\dot{I}_2' = (m_2 w_2 k_{об2}/3w_1 k_{об1})\dot{I}_2,$$

а ток фазы статора $\dot{I}_1 = \dot{I}_2' + \dot{I}_{1x}$ [см. (14.16)].

Току фазы ротора $\dot{I}_2$ соответствует в фазной обмотке статора компенсирующий его приведенный ток $\dot{I}_2'$. Часть тока фазы статора (намагничивающий ток $\dot{I}_{1x}$) возбуждает вращающееся магнитное поле двигателя. Вектор этого тока опережает вектор магнитного потока на угол δ вследствие потерь энергии из-за гистерезиса и вихревых токов в магнитной цепи. Векторная диаграмма одной фазы двигателя с неподвижным эквивалентным ротором по существу тождественна векторной диаграмме трансформатора (см. рис. 9.10). Наконец, вектор напряжения фазы статора строится на основании уравнения (14.11а):

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + r_{B1}\dot{I}_1 + jx_{pac1}\dot{I}_1.$$

14.11. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ БАЛАНС АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

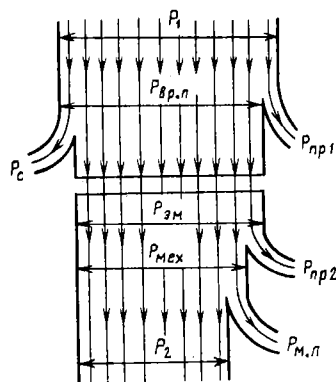
Комплексная мощность трехфазного асинхронного двигателя

$$\underline{S}_1 = P_1 + jQ_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1 + j3U_1 I_1 \sin \varphi_1,$$

где P_1 , Q_1 — активная и реактивная мощности двигателя.

Активная мощность двигателя P_1 определяет среднюю мощность необратимого преобразования в двигателе электрической энергии, получаемой из трехфазной сети, в механическую, тепловую и другие виды энергии, а реактивная мощность Q_1 — максимальную мощность обмена энергией между источником и магнитным полем двигателя.

А. Активная мощность и КПД двигателя. Диаграмма преобразования энергии в двигателе показана на рис. 14.20. В ней исходной величиной является активная мощность $P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1$ потребления электрической энергии из трехфазной сети.



Часть этой мощности $P_{пр1}$ составляет мощность потерь на нагревание проводов обмотки статора. Остальная мощность преобразуется в мощность вращающегося магнитного поля $P_{вр.п.}$, часть которой P_c составляет мощность потерь из-за гистерезиса и вихревых токов в сердечнике статора. Мощность потерь в сердечнике ротора, через который замыкается вращающийся магнитный поток, прак-

тического значения не имеет, так как частота f_2 тока в роторе весьма мала (1–3 Гц) и мощность потерь из-за гистерезиса и вихревых токов незначительна.

Оставшаяся часть мощности вращающегося магнитного поля составляет электромагнитную мощность ротора $P_{эм} = P_{вр.п.} - P_c$. Наконец, чтобы определить механическую мощность $P_{мех.}$, развиваемую ротором, из электромагнитной мощности нужно вычесть мощность потерь на нагревание проводов обмотки ротора $P_{пр2}$. Следовательно,

$$P_{мех} = P_1 - P_{пр1} - P_c - P_{пр2}.$$

Полезная механическая мощность P_2 на валу двигателя будет меньше механической мощности $P_{мех}$ из-за механических потерь $P_{м.п.}$ в двигателе, т. е.

$$P_2 = P_{мех} - P_{м.п.}$$

Отношение полезной механической мощности P_2 на валу двигателя к активной мощности P_1 потребления электрической энергии из сети определяет КПД асинхронного двигателя

$$\eta = P_2 / P_1.$$

Коэффициент полезного действия современных трехфазных асинхронных двигателей при номинальном режиме работы составляет 0,8–0,95.

Б. Реактивная мощность и коэффициент мощности двигателя. Реактивная мощность Q_1 характеризует обратимый процесс обмена энергией между магнитным полем двигателя и источником. Так как необходимость магнитного поля обусловлена принципом действия асинхронного двигателя, то неизбежно наличие реактивной мощности двигателя.

При проектировании и эксплуатации асинхронных двигателей пред-

ставляет интерес соотношение между активной и реактивной мощностями, которое определяется коэффициентом мощности:

$$\cos \varphi_1 = P_1 / \sqrt{P_1^2 + Q_1^2}. \quad (14.21)$$

Анализ уравнения электрического состояния фазы статора (14.116) показывает, что при постоянном значении напряжения U_1 между выводами фазной обмотки статора и тока $I_1 \leq I_{1\text{ном}}$ магнитный поток вращающегося поля двигателя $\Phi_{\text{в}}$ также постоянен и не зависит от ее нагрузки. Это означает, что энергия, запасаемая в магнитном поле асинхронного двигателя, и реактивная мощность двигателя также постоянны и не зависят от его нагрузки. Но так как с ростом нагрузки активная мощность двигателя увеличивается, то из (14.21) следует, что с ростом нагрузки и коэффициент мощности двигателя увеличивается. Если при отсутствии нагрузки на валу двигателя коэффициент мощности асинхронного двигателя равен 0,1–0,15, то при номинальной нагрузке двигателя коэффициент мощности, как указывалось, достигает 0,8–0,95.

14.12. ВРАЩАЮЩИЙ МОМЕНТ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Выражение для вращающего момента асинхронного двигателя можно получить из формулы для механической мощности $P_{\text{мех}}$ на валу двигателя:

$$M_{\text{вр}} = P_{\text{мех}} / \omega_{\text{р}}, \quad (14.22)$$

где $\omega_{\text{р}}$ — угловая скорость ротора.

Так как $\omega_{\text{р}} = 2\pi n/60$, то, следовательно, связь между угловыми скоростями магнитного поля $\omega_{\text{п}}$ двигателя и ротора $\omega_{\text{р}}$ определяется скольжением

$$s = (n_1 - n) / n_1 = (\omega_{\text{п}} - \omega_{\text{р}}) / \omega_{\text{п}},$$

или

$$\omega_{\text{р}} = \omega_{\text{п}} (1 - s).$$

Угловая скорость магнитного поля $\omega_{\text{п}}$ равна угловой частоте синусоидального тока в фазных обмотках статора ω для двухполюсного двигателя ($p = 1$). В общем случае многополюсного двигателя

$$\omega_{\text{п}} = \omega / p,$$

где p — число пар полюсов.

Подставив в (14.22) выражение $\omega_{\text{р}}$ через ω , получим

$$M_{\text{вр}} = \frac{p}{(1 - s) \omega} P_{\text{мех}}. \quad (14.23)$$

Из анализа схемы замещения фазы двигателя (рис. 14.18) известно, что механическая мощность на валу

$$\begin{aligned} P_{\text{мех}} &= 3r'_2(I'_2)^2 = 3r'_{\text{в}2} \frac{1-s}{s} (I'_2)^2 = \\ &= r_{\text{в}2} m_2 \frac{1-s}{s} I_2^2. \end{aligned} \quad (14.24)$$

Подставив значение механической мощности на валу двигателя из (14.24) в (14.23), получим выражение вращающего момента:

$$M_{\text{вр}} = m_2 p r_{\text{в}2} I_2^2 / \omega s, \quad (14.25)$$

а так как $r_{\text{в}2} I_2 = E_2 \cos \varphi_2$, что следует из векторной диаграммы фазы ротора (см. рис. 14.16), а $E_2/s = E_{2\text{н}}$, то

$$M_{\text{вр}} = E_{2\text{н}} I_2 \frac{m_2 p}{\omega} \cos \varphi_2. \quad (14.26)$$

Чтобы ввести в выражение момента на валу (14.26) значение магнитного потока вращающегося поля, заменим согласно (14.17)

$$E_{2\text{н}} = 4,44 f w_2 k_{\text{об}2} \Phi_{\text{в}} = \omega w_2 k_{\text{об}2} \Phi_{\text{в}} / \sqrt{2}$$

и получим

$$M_{\text{вр}} = \frac{1}{\sqrt{2}} m_2 p w_2 k_{\text{об}2} \Phi_{\text{в}} I_2 \cos \varphi_2 = \text{const } \Phi_{\text{в}} I_2 \cos \varphi_2, \quad (14.27)$$

т. е. вращающий момент двигателя пропорционален произведению потока вращающегося магнитного поля и тока в обмотке ротора.

14.13. МЕХАНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для устойчивой работы двигателя важно, чтобы автоматически устанавливалось равновесие вращающего и тормозного моментов; с увеличением нагрузки на валу двигателя должен соответственно возрастать и вращающий момент. Это уравнивание у работающего асинхронного двигателя осуществляется следующим образом: при увеличении нагрузки на валу тормозной момент оказывается больше вращающего момента, вследствие чего частота вращения ротора уменьшается — скольжение возрастает. Повышение скольжения вызывает увеличение вращающего момента, и равновесие моментов восстанавливается при возросшем скольжении. Однако зависимость вращающего

момента от скольжения довольно сложна. Действительно, в уравнении вращающего момента (14.27) все три величины I_2 , Φ_n и $\cos \varphi_2$ зависят от скольжения.

Ток ротора I_2 с возрастанием скольжения быстро увеличивается вследствие увеличения ЭДС E_2 , пропорциональной скольжению. Сначала, пока индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора $s\omega L_{pac2}$ мало по сравнению с ее активным сопротивлением $r_{в2}$ (см. рис. 14.15), значение тока при увеличении скольжения возрастает быстро, а затем, когда $s\omega L_{pac2} \geq r_{в2}$, — все медленнее. Коэффициент мощности цепи ротора

$$\cos \varphi_2 = r_{в2} / \sqrt{r_{в2}^2 + (s\omega L_{pac2})^2}$$

вследствие возрастания скольжения уменьшается сначала медленно, а потом все быстрее.

Полезно пояснить физические условия, определяющие влияние $\cos \varphi_2$ на вращающий момент. Для этого обратимся к идеальным условиям — предположим, что $\cos \varphi_2 = 0$, т. е. примем, что обмотка ротора обладает только индуктивным сопротивлением. В таких условиях токи в обмотке ротора будут иметь наибольшее значение в тех проводках, в которых в данный момент времени ЭДС, индуцированная вращающимся полем статора, равна нулю (рис. 14.21). Ток достигает максимального значения там, где индукция вращающегося магнитного поля отсутствует, а силы F , действующие на остальные проводки ротора, будут взаимно уравновешиваться и вращающий момент на валу двигателя будет равен нулю (рис. 14.21).

В реальных условиях цепь ротора обладает и индуктивным, и активным сопротивлениями, причем первое изменяется пропорционально скольжению, что соответственно сказывается на вращающем моменте машины. От скольжения зависит и главный поток машины Φ_n , хотя и в меньшей мере. С увеличением скольжения возрастает ток статора, а следовательно, уменьшаются ЭДС [см. (14.11а)]

$$-\dot{E}_1 = \dot{U}_1 - Z_{об1} \dot{I}_1$$

и пропорциональный ей магнитный поток Φ_n , так как [см. (14.10а)]

$$\Phi_n = E_1 / 4,44 f w_1 k_{об1}.$$

В выражении момента (14.27) три величины зависят от скольжения, причем одна из них (I_2) увеличивается с ростом скольжения, а две другие — Φ_n и $\cos \varphi_2$ — убывают. Следовательно, определенному значению скольжения, называемому *критическим скольжением* $s_{кр}$, должно соответствовать максимальное значение вращающего момента. Чтобы определить условия максимума момента на валу через параметры машины, обратимся к выражению момента (14.25), в котором

I_2 определим из схемы замещения фазы статора (рис. 14.18а) без учета тока холостого хода I_{1x} :

$$M_{вх} = \frac{3p}{\omega s} \frac{r'_{в2} U_1^2}{(r_{в1} + r'_{в2}/s)^2 + (x_{рас1} + x'_{рас2})^2} \quad (14.28)$$

Возьмем первую производную от выражения вращающего момента (14.28) по скольжению и приравняем ее нулю:

$$\frac{dM_{вх}}{ds} = \frac{3p}{\omega} U_1^2 r'_{в2} \frac{r'_{в2}^2 - s^2 [r_{в1}^2 + (x_{рас1} + x'_{рас2})^2]}{[(r_{в1}s + r'_{в2})^2 + s^2 (x_{рас1} + x'_{рас2})^2]^2} = 0. \quad (14.29)$$

Нулю может быть равен только числитель этого выражения, следовательно, *критическое скольжение*, соответствующее максимуму момента, будет

$$s_{кр} = \pm r'_{в2} / \sqrt{r_{в1}^2 + (x_{рас1} + x'_{рас2})^2}$$

(знак минус относится к работе машины в режиме генератора). Так как реальное значение $r_{в1}^2$ составляет не более 5% значения подкоренного выражения, то можно этой величиной пренебречь и считать, что критическое скольжение, выраженное через приведенные параметры цепи ротора по (14.18),

$$s_{кр} = \pm r'_{в2} / (x_{рас1} + x'_{рас2}). \quad (14.30)$$

Если заменим $r'_{в2} = k r_{в2}$, $x'_{рас2} = k x_{рас2}$, $x_{рас1}/k = x''_{рас1}$, то получим выражение $s_{кр}$ через составляющие сопротивления $r_{в2}$, $x_{рас2}$ ротора и $x''_{рас1}$ — индуктивное сопротивление рассеяния фаз-

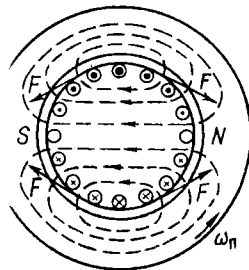


Рис. 14.21

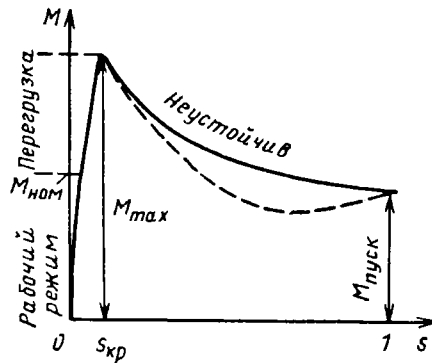


Рис. 14.22

ной обмотки статора, приведенное к числу фаз, витков и обмоточному коэффициенту ротора:

$$s_{кр} = \pm r_{в2} / (x''_{рас1} + x_{рас2}). \quad (14.31)$$

Индуктивность рассеяния обмоток ротора относительно велика, так как провода лежат в пазах сердечника, поэтому максимальный момент двигателя обычно соответствует весьма небольшим скольжениям, а именно 4% у двигателей большой мощности и до 14% у двигателей малой мощности.

Характерная зависимость вращающего момента двигателя от скольжения показана на рис. 14.22. Максимум вращающего момента разделяет график вращающего момента на устойчивую часть — от $s = 0$ до $s_{кр}$ — и неустойчивую часть — от $s_{кр}$ до $s = 1$, в пределах которой вращающий момент уменьшается с ростом скольжения.

У работающего двигателя динамическое равновесие моментов автоматически восстанавливается при увеличении скольжения, пока тормозной момент на валу меньше максимального вращающего момента двигателя. Но когда тормозной момент достиг значения максимального момента двигателя, тогда при дальнейшем увеличении нагрузки возрастание скольжения будет лишь уменьшать вращающий момент: таким образом, динамическое равновесие, нарушенное увеличением нагрузки, не восстанавливается и вследствие преобладания тормозного момента двигатель останавливается.

Выразим теперь максимальный вращающий момент через параметры двигателя, для этого подставим выражение критического скольжения (14.30) в уравнение момента (14.28).

Пренебрегая значением величины $r_{в1}$ по сравнению со значением величины $(x_{рас1} + x'_{рас2})$, получим выражение *максимального момента* асинхронного двигателя в следующей простой форме:

$$M_{вр max} = \frac{3p}{2\omega} \frac{U_1^2}{x_{рас1} + x'_{рас2}}. \quad (14.32)$$

Максимальный момент определяет перегрузочную способность асинхронного двигателя. Выражение (14.32) показывает, что $M_{вр max}$ не зависит от активного сопротивления цепи ротора, в то же время согласно (14.30) и (14.31) критическое скольжение пропорционально этому сопротивлению. Следовательно, увеличивая активное сопротивление цепи ротора, можно увеличивать критическое скольжение, не изменяя максимальный момент. Эта возможность используется для улучшения пусковых условий в двигателях с фазным ротором.

То обстоятельство, что максимальный вращающий момент пропорционален U_1^2 , делает асинхронный двигатель весьма чувствительным к сни-

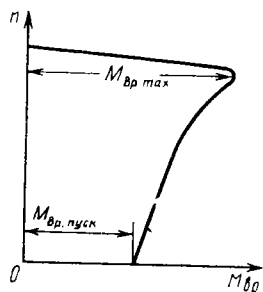


Рис. 14.23

жению напряжения питающей его сети. При значительном снижении напряжения U_1 вращение двигателя при пуске в ход может не начаться. У типовых асинхронных двигателей максимальный момент больше номинального в 2–2,5 раза.

У некоторых двигателей зависимость $M_{вр}(s)$ на участке $s_{кр} < s < 1$ имеет провал (показан на рис. 14.22 штриховой линией), вызванный высшими гармоническими составляющими зубцовых полей.

Как показывает кривая на рис. 14.23, частота вращения асинхронного двигателя лишь незначительно снижается при увеличении вращающего момента в пределах от нуля до максимального значения, т. е. механическая характеристика двигателя в этом случае жесткая.

Обычно в номинальном режиме работы двигателя тормозной момент в 2–3 раза меньше максимального вращающего момента $M_{вр max}$. При длительной перегрузке ($M_{тор} > M_{вр max}$) двигатель останавливается.

Механическая характеристика, относящаяся к нормальным рабочим условиям двигателя, называется *естественной механической характеристикой* в отличие от искусственной механической характеристики, какой является, например, характеристика двигателя с фазным ротором, у которого в цепь ротора включен реостат.

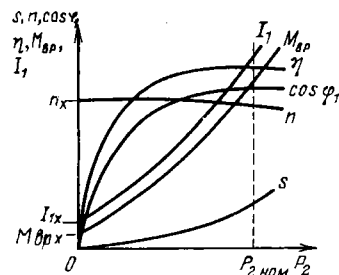
14.14. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Механическая характеристика наглядно показывает свойства асинхронного двигателя как части электропривода. Но для более полного выявления свойств самого двигателя служат его *рабочие характеристики* — так принято называть зависимости от полезной мощности P_2 двигателя на валу частоты вращения n , вращающего момента $M_{вр}$, коэффициента мощности $\cos \varphi_1$ и КПД $\eta = P_2/P_1$. Все рабочие характеристики снимаются при номинальных частоте сети f и напряжении между выводами статора $U_1 = U_{ном}$.

Так как $P_2 \approx P_{мех}$, а $P_{мех} = M_{вр} \omega_{вр}$, то зависимость $n(P_2)$ — скоростная характеристика — мало отличается по форме от механической характеристики двигателя $n(M_{вр})$. Она тоже может быть названа жесткой (рис. 14.24), при этом скольжение $s(p_2) = (n_x - n)/n_x$.

Вращающий момент $M_{вр}$, развиваемый двигателем, складывается из полезного момента M_2 (преодоления нагрузки на валу двигателя)

Рис. 14.24



и момента холостого хода M_x . Последний покрывает механические потери двигателя. Этот момент можно приближенно считать не зависящим от нагрузки двигателя. Полезный момент $M_2 = P_2 / \omega_p$; если бы

скорость ω_p была строго постоянна, то зависимость $M_2(P_2)$ была бы линейна, но скорость двигателя немного уменьшается с увеличением P_2 , поэтому график зависимости $M_2(P_2)$ немного отклоняется вверх. Соответственно график вращающего момента $M_{вр}(P_2)$, складывающегося из момента холостого хода и полезного момента, пересекает ось ординат в точке, соответствующей M_x , а затем он почти прямолинеен и лишь немного изгибается вверх. Аналогична зависимость $I_1(P_2)$.

Что касается зависимости $\cos \varphi_1$ двигателя от нагрузки, то его изменения обусловлены следующими соотношениями. Намагничивающий ток двигателя мало зависит от нагрузки, так как ее увеличение вызывает лишь возрастание потокоцеплений рассеяния, пропорциональных токам в обмотках статора и ротора, а главный магнитный поток машины при возрастании нагрузки незначительно уменьшается. Но активный ток двигателя пропорционален его механической нагрузке. Таким образом, с увеличением нагрузки двигателя относительное значение реактивного тока быстро убывает и $\cos \varphi_1$ увеличивается. При холостом ходе двигателя его коэффициент мощности довольно низок — примерно 0,2. С увеличением нагрузки он быстро возрастает и достигает максимального значения (0,8–0,95) при нагрузке, близкой к номинальной. Таким образом, даже у полностью загруженного двигателя реактивный ток составляет 60–30% тока статора.

Неполная загруженность асинхронных двигателей — это одна из главных причин низкого $\cos \varphi$ промышленных предприятий. Естественным способом повышения $\cos \varphi$ является полная загрузка асинхронных двигателей. Главный магнитный поток двигателя пропорционален напряжению питающей сети [см. (14.116)]. Намагничивающий ток, возбуждающий этот поток, при заданном значении потока обратно пропорционален магнитному сопротивлению на пути потока. В этом магнитном сопротивлении большую часть составляет сопротивление воздушного зазора между статором и ротором. По этой причине конструктор стремится уменьшить этот зазор до минимума, определяемого условиями подвижности в подшипниках и необходимым запасом на их износ, прогибом вала и точностью центровки. С увеличением номинальной мощности двигателя необходимый воздушный зазор

возрастает значительно медленнее этой мощности, благодаря чему с повышением номинальной мощности двигателя его $\cos \varphi_1$ увеличивается. С уменьшением номинальной частоты вращения двигателя увеличивается его магнитный поток, так как при меньшей частоте вращения он индуцирует в фазной обмотке статора меньшую ЭДС. Следовательно, у тихоходных двигателей намагничивающий ток относительно больше, а $\cos \varphi_1$ существенно меньше.

Коэффициент полезного действия определяется отношением полезной мощности на валу P_2 к мощности P_1 , определяющей потребление двигателем энергии из сети:

$$\eta = P_2 / P_1.$$

Мощность P_1 равна сумме полезной мощности и мощности всех потерь в двигателе:

$$P_1 = P_2 + P_{\text{пот}}.$$

Мощность всех потерь в двигателе можно разделить на постоянную составляющую, практически не зависящую от нагрузки, и переменную составляющую, зависящую от нее.

Мощностью постоянных потерь в двигателе можно считать мощность потерь в сердечнике статора из-за гистерезиса и вихревых токов и мощность механических потерь, которая определяется экспериментально из опыта холостого хода двигателя.

Мощность переменных потерь в двигателе равна мощности потерь на нагревание проводов обмоток статора и ротора:

$$P_{\text{пр}1} = 3r_{\text{в}1} I_1^2, \quad P_{\text{пр}2} = m_2 r_{\text{в}2} I_2^2.$$

Максимального значения (65–95%) КПД достигает, если переменные потери равны постоянным (см. § 9). У большинства двигателей этот максимум КПД имеет место примерно при нагрузке, равной 75% номинальной, так как двигатели проектируются с учетом того обстоятельства, что далеко не всегда они полностью загружены.

14.15. УНИВЕРСАЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Асинхронная машина, как и все электрические машины, обратима, т. е. в режиме двигателя она может преобразовывать электрическую энергию в механическую, а в режиме генератора – механическую в электрическую.

Чтобы перевести асинхронную машину из режима двигателя в режим генератора, необходимо при помощи внешней механической силы, приложенной к валу асинхронной машины, сообщить ротору ча-

стоту вращения, превышающую синхронную, т. е. нужно, чтобы выполнялось условие $n > n_1$. Тогда ротор будет обгонять вращающееся магнитное поле, а провода его обмотки будут пересекать линии магнитного поля в направлении, обратном направлению пересечения при вращении в режиме двигателя. Вследствие этого направления ЭДС и токи в обмотке ротора изменятся на противоположные. В результате силы взаимодействия вращающегося поля и токов ротора также изменят свое направление на обратное и станут противодействовать вращению ротора. Для поддержания вращения требуется передача ротору механической энергии от внешнего источника. Однако намагничивающий ток останется неизменным, так как условия возбуждения вращающегося поля в асинхронном генераторе и двигателе одни и те же. Мощность, развиваемая машиной, в таких условиях отрицательна, т. е. машина не потребляет энергию, а отдает ее в сеть. При таком режиме машины скольжение

$$s = (n_1 - n)/n_1 < 0.$$

Отрицательное скольжение – характерный признак работы асинхронной машины в режиме генератора.

С возрастанием по абсолютному значению этого скольжения индуктивное сопротивление обмотки ротора машины будет возрастать, из-за чего будет увеличиваться сдвиг фаз между ЭДС и током в обмотке ротора. Вместе с тем пропорционально скольжению растет ЭДС ротора, и так как тормозной момент асинхронного генератора выражается так же, как вращающий момент двигателя [см. (14.27)], т. е.

$$M_{\text{тор}} = \text{const } \Phi_{\text{в}} I_2 \cos \varphi_2,$$

то, следовательно, максимальное значение этого момента будет соответствовать скольжению (14.31):

$$s_{\text{кр}} = -r_{\text{в}2} / (x_{\text{рас}1}'' + x_{\text{рас}2}).$$

При дальнейшем увеличении отрицательного скольжения момент уменьшается. Таким образом, характеристика $M_{\text{тор}}(s)$ генератора в общем напоминает такую же характеристику двигателя и является ее продолжением в третьем квадранте системы координат (рис. 14.25).

Асинхронный генератор потребляет из сети индуктивный реактивный (намагничивающий) ток, как и двигатель, и поэтому нуждается в источнике реактивной мощности. Следовательно, асинхронный генератор не может работать независимо. Подключенный к сети, асинхронный генератор своим реактивным током ухудшает общий коэффициент мощности системы. Однако возможна и независимая (автономная) работа асинхронного генератора, так как необходимый реактивный ток могут давать включенные параллельно с ним конденсаторы. В этом случае при пуске асинхронного генератора в ход имеют место явления

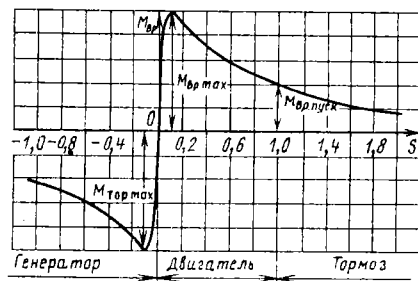


Рис. 14.25

самовозбуждения от остаточного намагничивания магнитной цепи асинхронной машины.

Преимуществом асинхронного генератора является простота его устройства и обслуживания.

Если при помощи внешней механической силы вращать ротор против направления вращения магнитного поля машины, то в выражение скольжения (14.1) частота вращения ротора n войдет уже с отрицательным знаком, а в таких условиях скольжение

$$s = (n_1 + n)/n_1 > 1.$$

В этих условиях направление тока в обмотке ротора не изменится, а следовательно, ротор будет развивать момент, противодействующий тормозному моменту, приложенному к валу машины. Последняя будет получать механическую энергию, подводимую со стороны вала, и электрическую энергию из сети. Это будет режим *электромагнитного тормоза*. График зависимости $M_{вp}(s)$ при $s > 1$ является прямым продолжением характеристики двигателя и составляет третий участок *универсальной характеристики* $M_{вp}(s)$ асинхронной машины.

Режим тормоза применяется для быстрой остановки двигателя или в случае применения асинхронной машины для торможения приводного механизма, например в крановых и подъемных устройствах при спуске грузов.

Для того чтобы перевести двигатель в режим тормоза, применяется противовключение, т. е. изменение порядка подключения к сети любых двух фаз статора (рис. 14.8, а), при этом направление вращения магнитного поля становится противоположным направлению вращения ротора. В этих условиях скольжение $s = (n_1 + n)/n_1 > 1$ и ротор вращается в направлении, противоположном вращению поля под действием внешней механической силы (например, тяжести опускающегося груза) или под действием силы инерции. Когда ротор остановится, необходимо отключить машину от сети, чтобы избежать перехода машины в режиме двигателя.

14.16. ПУСК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В ХОД

Важное практическое значение для оценки асинхронных двигателей имеют их пусковые свойства. Эти свойства в основном определяются следующими величинами: пусковым током $I_{\text{пуск}}$ и начальным пусковым вращающим моментом $M_{\text{вр.пуск}}$, плавностью и экономичностью пускового процесса, длительностью пуска. В каталогах обычно указывается кратность пускового значения величины к ее номинальному значению ($I_{\text{пуск}}/I_{\text{ном}}$ и $M_{\text{вр.пуск}}/M_{\text{вр.ном}}$).

Пусковые свойства асинхронного двигателя зависят от его конструкции, в частности от устройства ротора.

А. Пуск асинхронных двигателей с фазным ротором. Пусковые условия асинхронного двигателя с фазной обмоткой ротора (рис. 14.26: *а* — схема замещения; *б* — условное обозначение) можно существенно улучшить ценой некоторого усложнения конструкции и обслуживания двигателя.

Если в уравнении вращающего момента (14.28) положить $s = 1$, то получим выражение начального пускового момента, т. е. момента, развиваемого двигателем при трогании с места:

$$M_{\text{вр.пуск}} = \frac{3p}{\omega} \frac{r'_{\text{в}2} U_1^2}{(r_{\text{в}1} + r'_{\text{в}2})^2 + (x_{\text{рас}1} + x'_{\text{рас}2})^2}. \quad (14.33)$$

Если нужно, чтобы $M_{\text{вр.пуск}} = M_{\text{вр.мах}}$, т. е. чтобы при пуске двигатель развивал максимальный момент, то согласно (14.30) активное сопротивление фазной обмотки ротора должно быть

$$r'_{\text{в}2} = x_{\text{рас}1} + x'_{\text{рас}2} \quad \text{или} \quad r_{\text{в}2} = x''_{\text{рас}1} + x_{\text{рас}2}. \quad (14.34)$$

Так как активное сопротивление фазной обмотки ротора относительно мало, то для получения максимального начального пускового момента необходимо в цепь ротора включить пусковой реостат с сопротивлением фазы $r_{\text{р}} \approx x''_{\text{рас}1} + x_{\text{рас}2}$. В этом случае зависимость $M_{\text{вр}}(s)$ асинхронного двигателя будет иметь максимум при $s = 1$ (рис. 14.27).

Как только ротор начинает вращаться, уменьшается скольжение, а вместе с ним ЭДС и ток ротора, вследствие чего уменьшается вращающий момент. Чтобы двигатель продолжал развивать вращающий момент, близкий к максимальному, сопротивление пускового реостата нужно постепенно уменьшать. Наконец, когда двигатель достигает номинальной частоты вращения, пусковой реостат замыкают накоротко.

Для уменьшения механических потерь и износа колец и щеток двигателя снабжаются иногда приспособлением для подъема щеток и замыкания колец накоротко.

Включение добавочных регистров в цепь ротора изменяет характер зависимости вращающего момента $M_{вр}$ от скольжения s . При этом согласно (14.32) не изменяется максимальный момент двигателя, увеличение r_p только смещает его в сторону большего скольжения. Все графики зависимостей $M_{вр}(s)$ имеют поэтому вершину характеристики на одинаковой высоте (рис. 14.27). Выключение ступеней пускового реостата приводит к изменению режима работы двигателя, переходу с одной характеристики на другую. Секции реостата обычно выводят на контакты, в результате чего при пуске момент двигателя и ток изменяются ступенями (рис. 14.28), число ступеней равно числу контактов пускового реостата. При этом пусковой момент изменяется в пределах от $M_{вр}''$ до $M_{вр}'$.

Чем больше должен быть пусковой момент, чем ближе он к максимальному моменту, тем больше будет и пусковой ток. По этой причине лишь для особо тяжелых условий пуска реостат подбирается так, чтобы пусковой момент был равен максимальному.

Чтобы пусковой реостат в течение времени пуска не перегревался, его мощность должна примерно равняться мощности двигателя. Для двигателей большой мощности пусковые реостаты изготавливаются с масляным охлаждением. В других случаях иногда применяются очень дешевые и простые водяные реостаты.

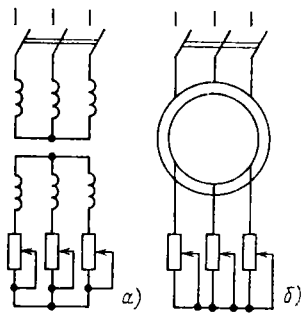


Рис. 14.26

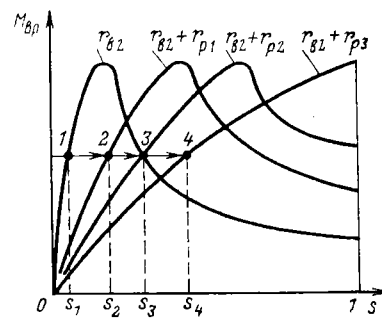


Рис. 14.27

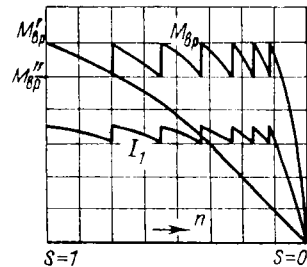


Рис. 14.28

Конечно, применение пускового реостата значительно улучшает пусковые условия асинхронного двигателя, повышая пусковой момент и уменьшая пусковой ток. Но, с другой стороны, применение ротора с фазной обмоткой удорожает двигатель, усложняет его обслуживание и, наконец, несколько ухудшает коэффициент мощности и КПД двигателя. У двигателей большой мощности эта разница в коэффициенте мощности незначительна, и недостатками фазного ротора остаются удорожание машины, длительность и сложность управления ступенями пускового реостата.

Б. Пуск асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. В большинстве случаев применяется прямой пуск двигателей с короткозамкнутым ротором. Такой пуск исключительно прост и быстр. Необходим лишь простейший коммутирующий аппарат, например рубильник, или для двигателя высокого напряжения – масляный выключатель. При прямом пуске двигателя кратность пускового тока высока, примерно 5,5–7 (для двигателей мощностью 0,6–100 кВт с синхронной частотой вращения 750–3000 об/мин). Такой кратковременный пусковой ток относительно безопасен для двигателя, но вызывает изменение напряжения в сети, что может неблагоприятно сказаться на других потребителях энергии, присоединенных к той же распределительной сети. По этим причинам номинальная мощность асинхронных двигателей, пускаемых прямым включением, зависит от мощности распределительной сети. В мощных сетях промышленных предприятий возможен прямой пуск двигателей с короткозамкнутым ротором мощностью до 1000 кВт и даже выше, но во многих случаях эта мощность не должна превышать 100 кВт.

Следует иметь в виду еще один недостаток пускового режима асинхронного двигателя. У двигателей с короткозамкнутой обмоткой ротора кратность пускового момента лежит в пределах 1–2 (рис. 14.22). Таким образом, при большом токе двигатель развивает относительно небольшой вращающий момент.

Улучшение пускового режима асинхронного двигателя сводится к уменьшению пускового тока, если это необходимо, причем желательно, чтобы пусковой момент был возможно больше. Для уменьшения пускового тока можно на время понизить напряжение между выводами фазных обмоток статора, включив последовательно с обмоткой статора трехфазную катушку индуктивности. Уменьшение пускового тока из-за понижения напряжения на обмотках статора вызывает уменьшение пускового момента, пропорционального квадрату напряжения [см. (14.33)]. Например, при таком пуске уменьшение пускового тока в 2 раза будет сопровождаться уменьшением пускового момента в 4 раза. Во многих случаях при пуске двигателя под нагрузкой понижение момента недопустимо – двигатель не сможет преодолеть тормозной механический момент на валу.

Понижение напряжения на обмотках статора на время пуска можно

осуществить также посредством переключения на время пуска обмотки статора, нормально работающей при соединении треугольником, на соединение звездой. Такое переключение применяется только для пуска в ход короткозамкнутых двигателей относительно малой мощности – примерно до 20 кВт.

Пусковые характеристики асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором могут быть существенно улучшены, если обмотка ротора имеет двойную беличью клетку. Такой ротор снабжен двумя клетками, лежащими одна над другой: наружной – пусковой и внутренней – рабочей. Материалом стержней наружной клетки служит обыкновенно марганцовистая латунь, т. е. материал с повышенным по сравнению с медью удельным сопротивлением. Материалом стержней внутренней клетки служит медь. Кроме того, у стержней внутренней клетки обычно площадь поперечного сечения больше. Таким образом, активное сопротивление наружной клетки значительно больше активного сопротивления внутренней (в 4–5 раз). Обе клетки снабжены с торцевых сторон замыкающими кольцами.

Стержни клеток размещены соответственно в наружной и внутренней частях паза. Такое расположение клеток приводит к значительному различию их индуктивностей рассеяния. У внутренней клетки индуктивность рассеяния велика, так как стержни этой клетки окружены сталью, прорезанной лишь сверху узкой щелью паза (рис. 14.29, *а* и *б*), а у наружной клетки она значительно меньше, так как значительная часть пути линий поля рассеяния вокруг стержней проходит в воздушном промежутке между ротором и статором с большим магнитным сопротивлением и по щели паза под стержнями.

В первый момент пуска двигателя (пока $s = 1$) частота токов в обмотке ротора равна частоте сети; в этих условиях полное сопротивление внутренней клетки обуславливается главным образом ее большим индуктивным сопротивлением рассеяния. Таким образом, при пуске двигателя ток в роторе вытесняется из внутренней беличьей клетки. В то же время полное сопротивление наружной клетки определяется преимущественно ее активным сопротивлением. Ток наружной клетки при пуске мало сдвинут по фазе по отношению к индуцированной в ней ЭДС; он создает большой пусковой момент, как это имеет место и у двигателя с фазным ротором при включении пускового реостата. Отношение токов наружной и внутренней клеток зависит от отношения полных сопротивлений этих клеток; обычно при пуске ток внутренней клетки значительно меньше тока наружной.

По мере разбега ротора частота токов в нем уменьшается и вместе с тем уменьшается влияние индуктивного сопротивления на распределение токов. При номинальной скорости частота токов ротора имеет значение порядка 1 Гц; в этих условиях индуктивные сопротивления рассеяния весьма малы и распределение токов между клетками ротора определяется отношением активных сопротивлений клеток. Поэтому ток наружной клетки будет меньше тока внутренней клетки, активное

и полное сопротивление которой в таких условиях малы, как у обычного двигателя с короткозамкнутым ротором.

Можно рассматривать зависимость $M_{вр}(s)$ двигателя с двойной беличьей клеткой как сумму характеристик двигателя с относительно большим активным сопротивлением обмотки ротора (на рис. 14.29, $M_{вр.на.р.}$) и двигателя с относительно малым активным сопротивлением обмотки ротора ($M_{вр.ст.}$). Таким образом, у двигателей с двойной беличьей клеткой активное сопротивление обмотки ротора в целом зависит от изменения скольжения — оно велико при пуске и мало при рабочем скольжении. Благодаря этому двигатель, снабженный ротором с двойной беличьей клеткой, по сравнению с обычным двигателем, имеющим короткозамкнутый ротор, развивает повышенный пусковой вращающий момент при пониженном пусковом токе.

В некоторых конструкциях обе клетки изготавливаются путем непосредственной заливки расплавленным алюминием пазов ротора (c и d на рис. 14.29): при этом алюминий заполняет и щель между пазами верхней и нижней клеток, так что стержни обеих клеток образуют один цельный стержень фасонного сечения.

Упрощенным вариантом асинхронного двигателя с двойной беличьей клеткой является двигатель с глубоким пазом. Обмотка ротора этого двигателя изготавливается из прямоугольных стержней малой ширины и большой высоты, которые помещаются в соответствующие глубокие пазы в сердечнике ротора. Переменный ток распределяется по сечению стержня неравномерно, как и необходимо. На рис. 14.30 показаны линии поля рассеяния, замыкающиеся поперек глубокого паза, в котором расположен стержень обмотки с током. Часть стержня, лежащая в глубине паза, сцеплена с большим числом линий, чем наружная часть того же стержня. Вследствие этого при пуске асинхронного двигателя в ход повышенное индуктивное сопротивление этой части стержня вызывает вытеснение тока ротора в наружную часть сечения стержня. Это экви-

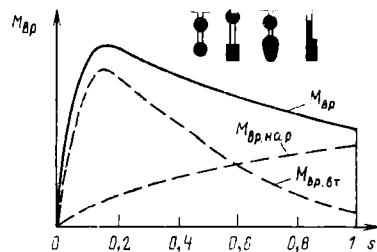


Рис. 14.29

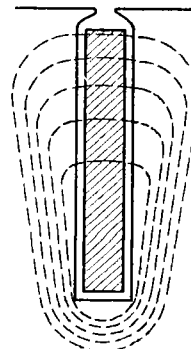


Рис. 14.30

важно увеличению активного сопротивления обмотки ротора, так что повышается начальный момент двигателя, а увеличение индуктивного сопротивления вследствие применения глубокого паза уменьшает пусковой ток. При рабочей частоте вращения двигателя индуктивное сопротивление становится незначительным, ток распределяется по сечению стержня почти равномерно и двигатель работает, как обычный короткозамкнутый.

Двигатель с глубоким пазом ротора в конструктивном отношении проще двигателя с двойной клеткой. Зато второй может быть выполнен на различные начальные моменты и на различные кратности пускового тока, что дает возможность конструировать такой двигатель для специальных случаев тяжелого пуска в ход.

14.17. МЕТОДЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Для регулирования частоты вращения асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором обычно служат метод частотного регулирования, представляющий собой плавное регулирование частоты вращения магнитного поля путем регулирования частоты тока в обмотках статора, и метод изменения числа пар полюсов вращающегося магнитного поля, при котором частота вращения магнитного поля изменяется скачком.

Для регулирования частоты вращения асинхронных двигателей с фазным ротором применяется метод реостатного регулирования, представляющий собой плавное регулирование скольжения ротора путем изменения активного сопротивления его фазных обмоток.

А. Частотное регулирование. Наиболее перспективным методом управления частотой вращения асинхронного двигателя является *регулирование частоты переменного тока в обмотках статора* двигателя. Угловая скорость вращающегося поля $\omega_H = 2\pi f/p$, т. е. изменяется пропорционально изменению частоты тока f . Однако при регулировании частоты тока необходимо одновременное регулирование напряжения. Это связано с тем, что в соответствии с выражением (14.10) ЭДС фазы, а следовательно, и питающее напряжение пропорциональны частоте тока и потоку. Так как поток должен сохраняться во всех режимах одним и тем же, то напряжение должно быть (без учета падений напряжения в обмотках машины) пропорциональным частоте. Кроме того, это нужно для того, чтобы при изменении частоты вращения двигателя не изменялся его вращающий момент.

При оценке характера зависимости вращающего момента от частоты тока в обмотках статора и от напряжения не будем учитывать в уравнении (14.28) активное сопротивление обмотки статора $r_{\sigma 1}$ и индуктивные сопротивления рассеяния обмоток статора $x_{\sigma \text{ас}1}$ и ро-

тора x_{pac2} . Тогда вращающий момент с учетом (14.12)

$$M_{вр} = \frac{3psU_1^2}{\omega r'_{в2}} = \frac{3pf_2}{2\pi f^2 r'_{в2}} \approx A \frac{U_1^2}{f^2}, \quad (14.35)$$

где $A = \text{const}$.

Следовательно, при изменении частоты тока для поддержания вращающего момента постоянным необходимо пропорционально изменять напряжение на обмотках статора, т. е. нужно выполнить условие $U/f = \text{const}$. Если регулировать частоту тока и напряжение, соблюдая указанное условие, то механические характеристики двигателя будут оставаться жесткими, а максимальный момент почти не зависящим от частоты (он существенно уменьшается лишь при относительно низких частотах). В то же время мощность будет изменяться пропорционально частоте тока, так как $P_2 = M_{вр} \omega_p$. Например, при уменьшении частоты тока в 2 раза вдвое уменьшается и мощность на валу двигателя.

Б. Регулирование изменением числа пар полюсов. Ступенчатое изменение угловой скорости асинхронного двигателя в широких пределах переключением числа пар полюсов осуществимо ценой усложнения и удорожания его конструкции.

При постоянной частоте сети угловая скорость вращающегося поля зависит только от числа пар полюсов, задаваемого обмоткой статора. Если на статоре поместить две отдельные обмотки — одну, образующую p пар, а другую, образующую p' пар полюсов, то, включив в сеть первую или вторую обмотку, получим частоту вращения поля:

$$n_1 = 60f/p \quad \text{или} \quad n'_1 = 60f/p';$$

следовательно,

$$n_1/n'_1 = p'/p,$$

т. е. соответственным образом будут различаться и частоты вращения ротора двигателя. При этом обмотка ротора двигателя должна быть выполнена, как беличье колесо.

Числа полюсов обмоток статора в этом случае взаимно ничем не связаны и могут быть выбраны любыми в зависимости от условий работы двигателя. Само регулирование сводится к скачкообразному изменению частоты вращения поля. Но частота вращения ротора не может изменяться скачком из-за инерции всей системы электропривода. Лишь после переключения начинается соответствующее изменение частоты вращения ротора.

Чтобы показать нагляднее этот переходный процесс, построим две механические характеристики асинхронной машины с изменяемым числом пар полюсов: одну характеристику при p парах полюсов, а

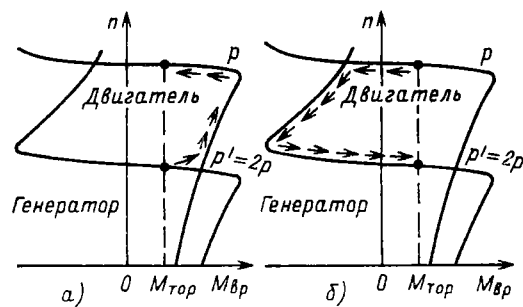


Рис. 14.31

вторую — при $p' = 2p$ парах полюсов (соответственно рис. 14.31, а и б). Предположим, что тормозной момент на валу двигателя остается постоянным при изменении частоты вращения поля. При увеличении последней, т. е. при переходе от p' к p парам полюсов (рис. 14.31, а), двигатель сначала оказывается в условиях, близких к пусковым, и имеет место скачок тока. При переходе от p к p' (рис. 14.31, б), т. е. при уменьшении частоты вращения поля, машина оказывается сначала в условиях генераторного режима и работает, отдавая энергию в сеть. Такой режим иногда используется для быстрого и экономичного торможения электропривода.

Двумя отдельными обмотками снабжаются статоры лишь у двигателей небольшой мощности; у двигателей большой мощности целесообразнее переключение катушек одной и той же обмотки для получения различного числа пар полюсов. На рис. 14.32 показана схема переключения трехфазной обмотки с двух на четыре полюса. Переключение обмотки в ином отношении, чем 1 : 2, требует более сложного изменения схемы и применяется реже.

В большинстве случаев статор асинхронной машины снабжается двумя независимыми обмотками, из которых каждая переключается в от-

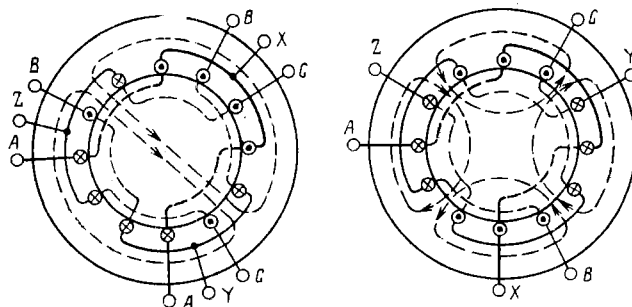


Рис. 14.32

ношении 1 : 2 (или ином). Таким образом, двигатель имеет четыре ступени частоты вращения, например 3000, 1500, 1000 и 500 об/мин.

В. Реостатное регулирование. В трехфазных асинхронных двигателях с фазным ротором применяется реостатный способ регулирования частоты вращения ротора. Это достигается введением в цепь фазных обмоток ротора регулируемого трехфазного реостата, как при пуске двигателя (см. рис. 14.26). Но этот реостат должен быть рассчитан на длительную нагрузку током ротора, а не на кратковременную, как пусковой реостат. Увеличение активного сопротивления цепи ротора изменяет характеристику $M_{вр}(s)$ — делает ее более мягкой (см. рис. 14.27). Если при постоянном моменте на валу двигателя увеличивать активное сопротивление цепи ротора путем постепенного увеличения сопротивления реостата ($r_{р1} < r_{р2} < r_{р3}$), то рабочая точка будет смещаться с одной кривой $M_{вр}(s)$ на следующую, соответствующую возросшему сопротивлению цепи ротора (см. рис. 14.27, точки 1–4), соответственно чему растет скольжение, а следовательно, уменьшается частота вращения двигателя. Этим путем можно изменять частоту вращения ротора в пределах от номинальной до полной остановки. Недостатком такого способа регулирования являются относительно большие потери энергии (см. § 14.11). Мощность вращающегося поля $P_{вр.п}$ без учета потерь энергии в сердечнике статора состоит (см. рис. 14.20) из мощности потерь в проводах обмотки ротора (см. схему замещения на рис. 14.18)

$$P_{пр2} = r'_{в2} (I'_2)^2$$

и механической мощности

$$P_{мех} = r'_{в2} \frac{1-s}{s} (I'_2)^2.$$

Отношение

$$P_{пр2}/P_{мех} = s/(1-s) = (n_1 - n)/n,$$

т. е.

$$P_{мех} = P_{вр.п} n/n_1,$$

показывает, что для механической мощности уменьшается прямо пропорционально уменьшению частоты вращения ротора, одновременно соответственно увеличивается доля мощности потерь в активном сопротивлении цепи ротора. Для уменьшения частоты вращения двигателя, например на 25%, нужно включить в цепь ротора реостат с таким активным сопротивлением, в котором будет бесполезно превращать в теплоту четверть энергии вращающегося магнитного поля.

Недостатком такого регулирования может являться и то обстоятельство, что включение реостата в цепь ротора делает механическую характеристику двигателя мягче, следовательно, уменьшает стабильность его частоты вращения. При включенном реостате малые изменения нагрузки на валу вызывают значительные изменения частоты вращения двигателя.

14.18. ДВУХФАЗНЫЕ И ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Если у статора двигателя только одна однофазная обмотка (рис. 14.33), то переменный ток в ней будет возбуждать в машине, пока ее ротор неподвижен, переменное магнитное поле, ось которого тоже неподвижна. Это поле будет индуцировать в обмотке ротора ЭДС, под действием которой в ней возникнут токи. Взаимодействие токов ротора с магнитным полем статора создаст электромагнитные силы F , противоположно направленные в правой и левой половинах ротора, так что результирующий момент, действующий на ротор, окажется равным нулю. Следовательно, при наличии одной обмотки начальный пусковой момент однофазного двигателя равен нулю, т. е. такой двигатель сам с места тронуться не может.

Применяют два способа создания в двигателях, подключаемых к одной фазе сети, начального пускового момента, в соответствии с чем эти двигатели делятся на двухфазные и однофазные.

А. Двухфазные синхронные двигатели. Они помимо обмотки, включаемой непосредственно в сеть, имеют вторую обмотку, присоединяемую последовательно с тем или другим фазосдвигающим устройством (конденсатором, катушкой индуктивности). Наиболее выгодным из них является конденсатор (рис. 14.34), и соответствующие двигатели называют конденсаторными. В пазах статора подобных двигателей размещают две фазные обмотки, оси которых смещены в пространстве (относительно друг друга на угол $\pi/2$). Таким путем выполняется условие получения вращающегося магнитного поля: наличие двух переменных магнитных потоков, смещенных в пространстве и сдвинутых по фазе.

Предпочтительней иметь круговое вращающееся магнитное поле. Действительно, если у токов в обмотках статора $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ равные действующие значения, а сдвиг фаз равен $\pi/2$, то у возбуждаемого ими магнитного поля составляющие B_x и B_y определяются выражениями (14.3) и (14.4). Поэтому и получается круговое результирующее магнитное поле.

Если емкость конденсатора подобрана так, что круговое магнитное поле создается при пуске двигателя, то при номинальной нагрузке изменение тока второй обмотки вызовет изменение напряжения на конденсаторе, а следовательно, и напряжения на второй обмотке по значе-

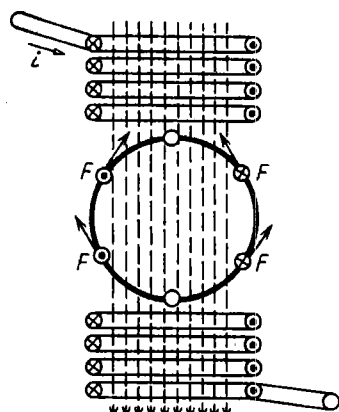


Рис. 14.33

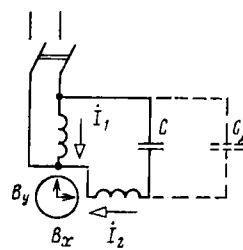


Рис. 14.34

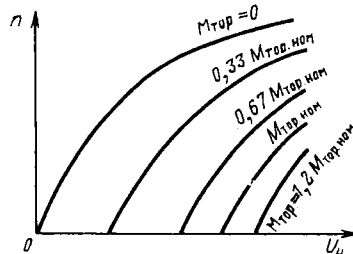


Рис. 14.35

нию и фазе. В результате вращающееся магнитное поле станет эллиптическим (при вращении поток будет пульсировать), что обусловит уменьшение вращающего момента.

Ценой усложнения установки — отключением части конденсаторов при переходе от пусковых условий к рабочим (штриховые соединения на рис. 14.34) — можно этот недостаток устранить. Уменьшение емкости конденсаторов может быть получено или автоматически центробежным выключателем, срабатывающим, когда частота вращения двигателя достигает 75–80% номинальной, или воздействием реле времени.

Двухфазные двигатели применяются в автоматических устройствах также в качестве управляемых двигателей: частота вращения или вращающий момент регулируется изменением действующего значения или фазы напряжения на одной из обмоток. Такие двигатели вместо обычного ротора с короткозамкнутой обмоткой имеют ротор в виде полого тонкостенного алюминиевого цилиндра ("стаканчика"), вращающегося в узком воздушном зазоре между статором и неподвижным центральным сердечником из листовой стали (внутренним статором). Двигатели с полым ротором обладают ничтожной инерцией, что практически очень важно при регулировании некоторых производственных процессов. На рис. 14.35 показаны зависимости частоты вращения такого двигателя от напряжения на управляющей обмотке при постоянных тормозных моментах.

Б. Однофазные асинхронные двигатели. Они не развивают начального пускового момента. Но если ротор однофазного двигателя раскрутить

в любую сторону при помощи внешней силы, то в дальнейшем этот ротор будет вращаться самостоятельно и может развивать значительный вращающий момент.

Сходные условия создаются у трехфазного двигателя при перегорании предохранителя в одной из фаз. В таких условиях однофазного питания трехфазный двигатель продолжает работать. При этом во избежание сильного нагрева двух обмоток, остающихся включенными, необходимо, чтобы нагрузка двигателя не превышала 50—60% номинальной.

Работу однофазного двигателя можно объяснить, рассматривая переменное магнитное поле как результат наложения двух магнитных полей, вращающихся в противоположные стороны с постоянной угловой скоростью ω/p . Амплитудные значения магнитных потоков этих полей Φ_{Im} и $\Phi_{II m}$ одинаковы и равны половине амплитуды магнитного потока переменного поля машины, т. е. $\Phi_{Im} = \Phi_{II m} = \Phi_m/2$. Простое графическое построение (рис. 14.36) показывает, как в результате сложения двух одинаковых магнитных потоков Φ_{Im} и $\Phi_{II m}$, вращающихся в противоположные стороны, получается магнитный поток, изменяющийся по синусоидальному закону: $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$.

В однофазном двигателе это справедливо до тех пор, пока ротор неподвижен. Рассматривая переменное поле как складывающееся из двух вращающихся полей, можно заключить, что под действием обоих полей в обмотке ротора будут одинаковые токи. Токи ротора, взаимодействуя с вращающимися полями, создают два одинаковых вращающих момента, направленных в противоположные стороны и уравновешивающих друг друга.

Равенство двух моментов нарушается, если привести ротор во вращение в любом направлении. В этих условиях вращающий момент, создаваемый полем, вращающимся в ту же сторону, что и ротор (короче, прямым полем), становится значительно больше момента, развиваемого обратным вращающимся полем (короче, обратным полем), благодаря чему ротор может не только сам вращаться, но и приводить во вращение какой-либо механизм.

Ослабление противодействующего момента при вращении ротора вызывается ослаблением обратного поля. Относительно этого поля,

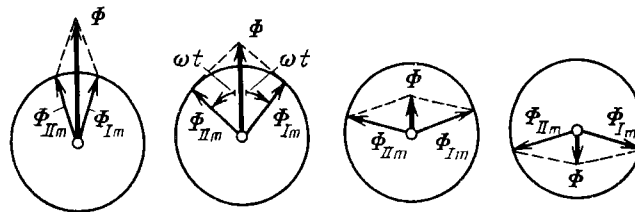


Рис. 14.36

вращающегося против направления вращения ротора, скольжение ротора

$$s_{II} = \frac{n_1 + n}{n_1} = \frac{n_1 + n_1(1 - s_I)}{n_1} = 2 - s_I, \quad (14.36)$$

где s_I — скольжение ротора по отношению к прямому полю.

Выражение (14.36) показывает, что частота токов, индуцируемых в роторе обратным полем, относительно высока — близка к удвоенной частоте сети. Для токов такой повышенной частоты индуктивное сопротивление ротора во много раз больше его активного сопротивления, вследствие чего токи, индуцируемые обратным полем, становятся почти чисто реактивными. Поле этих токов (см. рис. 14.21) оказывает размагничивающее действие на поле, их индуцирующее, следовательно, на обратное поле двигателя. В результате при малых скольжениях s_I суммарное магнитное поле машины становится почти круговым и противодействующий момент обратного поля достаточно мал.

Учитывая зависимость момента от скольжения для обычного трехфазного асинхронного двигателя (см. рис. 14.25), определим результирующий вращающий момент $M_{вр}$ однофазного двигателя как разность прямого $M_{врI}$ и обратного $M_{врII}$ моментов (рис. 14.37). Существенной особенностью однофазного двигателя является наличие небольшого отрицательного вращающего момента $M_{вро}$ при синхронной частоте вращения ротора по отношению к прямому полю.

Возрастание скольжения s_I при увеличении нагрузки вызывает у однофазного двигателя увеличение тормозного момента обратного поля, вследствие чего его работа менее устойчива, чем трехфазного. Из-за ряда дополнительных потерь КПД однофазного двигателя значительно ниже, чем трехфазного.

Задача пуска в ход однофазного двигателя решается посредством применения того или другого пускового устройства. Чаще всего это дополнительная обмотка, подобная второй обмотке двухфазного двигателя, рассчитанная на кратковременную нагрузку током и отключаемая по окончании пуска. Последовательно с дополнительной обмоткой включается то или иное фазосдвигающее устройство.

В. Асинхронные двигатели с расщепленными полюсами. Их можно рассматривать как промежуточные конструкции между однофазными и двухфазными асинхронными двигателями (рис. 14.38). Этот двигатель имеет короткозамкнутую обмотку w_k , охватывающую часть явно выраженного полюса, на котором размещена главная (первичная) обмотка I . Ток $\dot{I}_1$ в обмотке I , подключенной к сети, возбуждает магнитный поток $\dot{\Phi}_1$. Часть последнего пронизывает обмотку w_k и индуцирует в ней ток $\dot{I}_2$, значительно отстающий по фазе от $\dot{I}_1$. Ток $\dot{I}_2$ возбуждает второй магнитный поток двигателя. Таким образом, в двигателе создается система двух переменных магнитных потоков, не

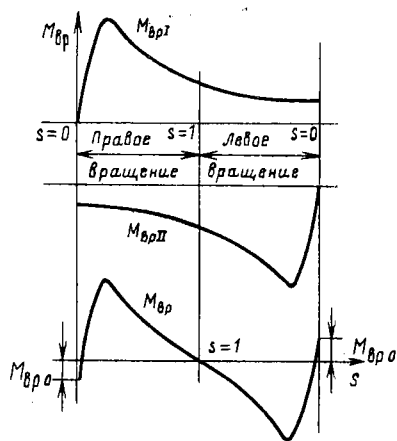


Рис. 14.37

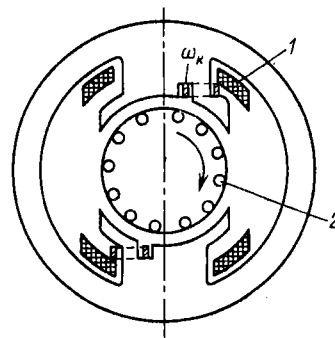


Рис. 14.38

совмещенных пространственно и сдвинутых по фазе, подобно условиям в индукционных электроизмерительных приборах (см. рис. 12.23). Следовательно, возникает вращающееся магнитное поле, которое, воздействуя на обмотку 2 короткозамкнутого ротора, создает соответствующий вращающий момент. Эти двигатели изготавливаются миниатюрными (мощность 0,5–30 Вт) и широко применяются для самых различных целей – главным образом в качестве привода исполнительных механизмов.

14.19. ИНДУКЦИОННЫЙ РЕГУЛЯТОР И ФАЗОРЕГУЛЯТОР

Асинхронная машина с фазной обмоткой ротора применяется для самых различных целей. В частности, заторможенная машина может служить автотрансформатором с плавно регулируемым коэффициентом трансформации.

Схема замещения такого *индукционного регулятора* (называемого также *поворотным автотрансформатором*) показана на рис. 14.39. Обмотки статора и ротора во всех трех фазах соединены между собой последовательно, а на выводы обмотки ротора подано напряжение $\dot{U}_{вх}$ питающей сети. Сопоставив эту схему индукционного регулятора со схемой трехфазного автотрансформатора, легко убедиться в их принципиальной тождественности. Обмотка ротора служит первичной обмоткой автотрансформатора, а три свободных вывода обмотки статора являются вторичными выходными выводами устройства. Но в автотрансформаторе отношение первичного и вторичного напряжений постоянно и определяется отношением чисел витков обмоток, а в индукционном регуляторе отношение напряжений $U_{вх}/U_{вых}$ зави-

сит также от относительного пространственного положения обмоток статора и ротора. Если оси этих обмоток совпадают, то совпадают по фазе и индуцируемые в них ЭДС. Если же вращающееся магнитное поле пересекает обмотку статора не одновременно с обмоткой заторможенного ротора, то пространственный сдвиг между осями обмоток β обусловит пропорциональный сдвиг фаз α (см. § 14.6) между ЭДС статора и ротора, а следовательно, и между напряжениями на обмотках статора $\dot{U}_{ст}$ и ротора $\dot{U}_р$.

Фазное напряжение на вторичной стороне индукционного регулятора равно сумме напряжения статора и ротора:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_р + \dot{U}_{ст}.$$

Ротор заторможен, но посредством червячной передачи его можно поворачивать и таким образом изменять угол сдвига фаз между $\dot{U}_р$ и $\dot{U}_{ст}$ в пределах от 0 до 360° (рис. 14.40). Это дает возможность изменять вторичное напряжение в пределах от $U_2 = U_р + U_{ст}$ до $U_2 = U_р - U_{ст}$.

Фазное напряжение ротора равно фазному напряжению сети $U_р = U_\phi$, а обмотка статора индукционного регулятора обычно имеет число витков, равное числу витков фазной обмотки ротора, поэтому $U_{ст} = U_р = U_\phi$. Следовательно, пределы регулирования вторичного напряжения индукционного регулятора, т. е. напряжения между выводами обмотки статора $U_{вых} = \sqrt{3} U_2$, составляют от 0 до $2U_{вых} = 2U_\phi$ — двойного значения линейного напряжения сети. При значительных мощностях очень ценно, что регулирование в таких широких пределах осуществляется без замыкания или размыкания контактов. Это существенно увеличивает надежность устройства.

Взаимодействие токов ротора с магнитным полем может создавать в индукционном регуляторе значительный вращающий момент, что связано с усложнением поворотного устройства (обычно это самотор-

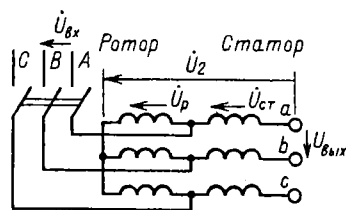


Рис. 14.39

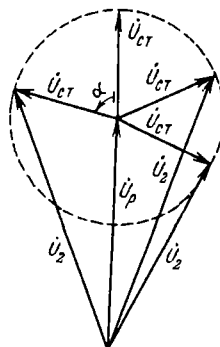


Рис. 14.40

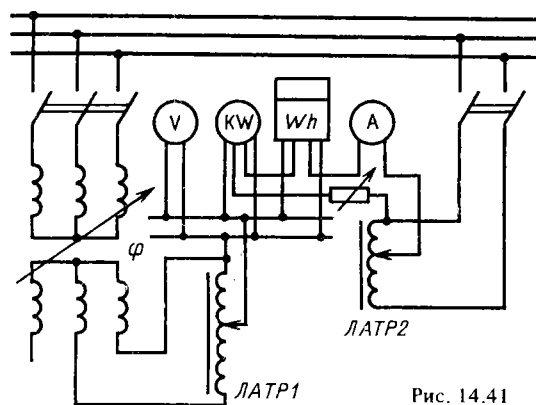


Рис. 14.41

мозаичная червячная передача) и затрудняет управление положением ротора. Чтобы разгрузить установку от этого нежелательного электромагнитного момента, регуляторы большой мощности изготавливаются в виде двух соединенных общим валом асинхронных машин, причем электромагнитные моменты, воздействующие на их роторы, имеют противоположные направления и полностью взаимно компенсируются. Обмотки роторов двух машин в таком регуляторе соединяются параллельно, а обмотки статора — последовательно.

По сравнению с трансформатором КПД индукционного регулятора значительно ниже из-за наличия воздушного зазора в магнитной цепи. По сравнению с двигателем в индукционном регуляторе кроме потерь в сердечнике статора имеют место значительные потери в сердечнике ротора. Условия охлаждения в регуляторе существенно хуже, чем в двигателе, из-за отсутствия вращения. Для улучшения теплоотдачи индукционных регуляторов средней и большой мощности применяют масляное охлаждение.

То обстоятельство, что посредством поворота заторможенного ротора можно плавно изменять фазу ЭДС, индуктируемых в обмотках ротора, используется в *фазорегуляторах*. Трехфазная обмотка статора такого фазорегулятора (φ на рис. 14.41) включается в сеть, а обмотка заторможенного ротора служит вторичной обмоткой поворотного трансформатора. Действующее значение ЭДС, индуктируемых в обмотках ротора, не зависит от положения ротора, так как вращающееся магнитное поле машины, возбуждаемое токами обмоток статора, постоянно по значению. Но сдвиг фаз между ЭДС в обмотках статора и ротора зависит от положения ротора, и, поворачивая последний, можно изменять этот сдвиг в пределах $0-360^\circ$. Фазорегуляторы применяются при проверке счетчиков энергии и ваттметров переменного тока (рис. 14.41), для управления работой выпрямителей с тиристорами и т. д.

14.20. АСИНХРОННЫЙ ТАХОГЕНЕРАТОР

Асинхронный тахогенератор применяется в устройствах автоматики, телемеханики и электроприводе как датчик угловой скорости вращения вала какого-либо механизма.

Одна из схем однофазного асинхронного тахогенератора с полым ротором приведена на рис. 14.42. Если ротор тахогенератора неподвижен ($\omega_p = 0$), то переменный магнитный поток Φ_t , возбуждаемый током в катушке $w_{\text{воз}}$, подключенной к сети, индуцирует в стенках полого ротора как в короткозамкнутой вторичной обмотке трансформатора переменные токи $i_{\text{тр}}$. Эти токи создают переменный магнитный поток Φ_y , но в измерительной катушке $w_{\text{из}}$, ось которой распо-

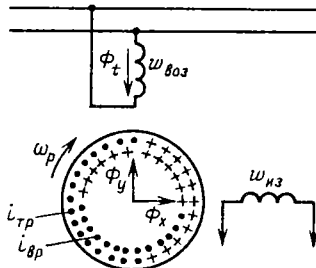


Рис. 14.42

ложена под углом 90° к оси катушки возбуждения $w_{\text{воз}}$, ЭДС не индуцируется.

Если ротор тахогенератора вращается с угловой скоростью ω_p , то в стенках полого ротора, пересекающих магнитные линии потока возбуждения Φ_t , будут индуцироваться кроме переменных токов $i_{\text{тр}}$ еще и переменные токи $i_{\text{вр}}$, обусловленные вращением ротора. Создаваемый переменными токами $i_{\text{вр}}$ переменный магнитный поток Φ_x будет направлен вдоль оси измерительной катушки и

будет индуцировать в ней переменную ЭДС, амплитуде которой пропорциональна угловой скорости вращения ротора.

Благодаря простоте и надежности асинхронных тахогенераторов они широко применяются в системах регулирования и управления.

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

15.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

У синхронных электрических машин ротор в установившемся режиме вращается с угловой скоростью вращающегося магнитного поля, создаваемого токами в фазных обмотках статора, подобного статору асинхронной машины. Это достигается тем, что ротор синхронной машины представляет собой обычно электромагнит или режу постоянный магнит с числом пар полюсов, равным числу пар полюсов вращающегося магнитного поля. Взаимодействие полюсов вращающегося маг-

нитного поля и полюсов ротора обеспечивает постоянную частоту вращения последнего независимо от момента на валу. Это свойство синхронных машин позволяет применять их в качестве двигателей для привода механизмов с постоянной частотой вращения. Распространенность синхронных двигателей не столь широка, как асинхронных, но в ряде случаев, например в металлургии для главных приводов непрерывной прокатки, они необходимы. Единица мощности синхронного двигателя в приводах большой мощности достигает нескольких десятков мегаватт.

Основной областью применения синхронных машин является их работа в качестве промышленных генераторов для выработки электрической энергии на электростанциях.

Единица мощности современных электрогенераторов достигает 1500 МВ · А.

15.2. УСТРОЙСТВО СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Основными частями синхронной машины являются статор и ротор, причем статор не отличается от статора асинхронной машины (см. рис. 14.1). Сердечник статора собран из изолированных друг от друга пластин электротехнической стали и укреплен внутри массивного корпуса. В пазах с внутренней стороны статора размещена в большинстве случаев трехфазная обмотка.

Ротор синхронной машины представляет собой электромагнит — явнополюсный (рис. 15.1, где 1 — полюсы; 2 — полюсные катушки; 3 — сердечник ротора; 4 — контактные кольца) или неявнополюсный (рис. 15.2, где 1 — сердечник ротора; 2 — пазы с обмоткой; 3 — контактные кольца). Ток в обмотку ротора поступает через контактные кольца и щетки от внешнего источника постоянного тока — возбuditеля.

Для получения синусоидальной ЭДС в проводах фазных обмоток статора необходимо, чтобы индукция в воздушном зазоре, создавае-

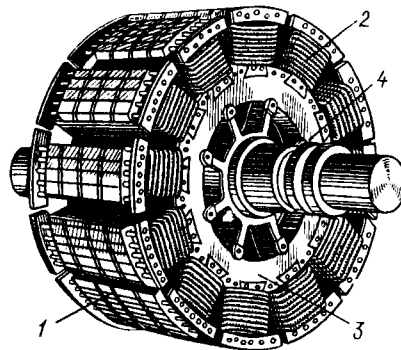


Рис. 15.1

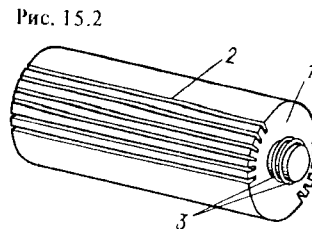


Рис. 15.2

мая магнитным полем тока ротора, распределялась по синусоидальному закону вдоль окружности ротора. В явнополюсной машине это достигается увеличением ширины воздушного зазора от середины полюса к краям. В быстроходных машинах с неявными полюсами используется соответствующее распределение обмотки возбуждения вдоль окружности ротора.

У многополюсной синхронной машины ротор имеет p пар полюсов, а токи в обмотке статора образуют тоже p пар полюсов вращающегося магнитного поля (как у асинхронной машины, см. рис. 14.10). Ротор должен вращаться с частотой вращения поля, следовательно, его синхронная частота вращения

$$n = 60f/p. \quad (15.1)$$

При стандартной промышленной частоте 50 Гц максимальная частота вращения, соответствующая двухполюсной ($p = 1$) машине, будет 3000 об/мин. Это частота вращения современного *турбоагрегата*, состоящего из первичного двигателя — паровой турбины и неявнополюсного синхронного генератора (турбогенератора).

У *гидроагрегата* гидравлическая турбина вращается относительно медленно. Это вынуждает изготавливать гидрогенераторы многополюсными, с явными полюсами и в большинстве случаев — с вертикальным валом. Частота вращения роторов этих генераторов — от 60 до нескольких сотен оборотов в минуту, чему соответствует несколько десятков пар полюсов. Вследствие относительно малых частот вращения генераторы к гидравлическим турбинам имеют значительно большую массу на единицу мощности — свыше 8 кг/(кВ · А), чем генераторы к паровым турбинам — менее 2,5 кг/(кВ · А).

Ограничимся в дальнейшем анализом неявнополюсных машин.

15.3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Любая синхронная машина может работать в режимах генератора и двигателя. Режим работы синхронной машины определяется взаимодействием магнитных полей, создаваемых токами в обмотках статора и ротора. Рассмотрим режимы работы двухполюсной машины. Наложение магнитных полей токов в фазных обмотках статора возбуждает в синхронной машине, так же как и в асинхронной (см. рис. 14.9), магнитное поле статора, вращающееся с угловой скоростью ω . Приближенное распределение магнитных линий вращающегося магнитного поля статора в магнитопроводе синхронной машины в режимах генератора и двигателя показано соответственно на рис. 15.3, *а* и *б* штриховой линией. Распределение линий вращающегося магнитного поля статора показывает, что приближенно его можно представить в виде вращающейся с угловой скоростью ω пары полюсов S_c и N_c , расположенных на статоре.

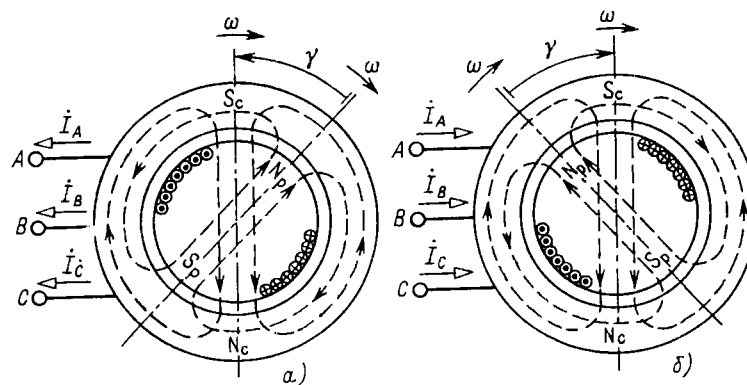


Рис. 15.3

Аналогичным образом магнитное поле, создаваемое током в обмотке вращающегося ротора, также можно приближенно представить в виде вращающейся пары полюсов, расположенных на роторе.

Если пренебречь всеми видами потерь энергии в синхронной машине, то при отсутствии момента на валу ось полюсов ротора будет совпадать с осью полюсов статора.

Для того чтобы заставить синхронную машину, включенную в сеть, работать в режиме генератора, отдавая энергию, необходимо увеличить механический момент, приложенный первичным двигателем к валу машины. Тогда под действием возросшего вращающего момента ось магнитных полюсов ротора повернется на некоторый угол γ относительно оси полюсов статора в направлении вращения (рис. 15.3, а). Так как при этом результирующее магнитное поле, создаваемое наложением магнитных полей токов в обмотках ротора и статора, изменится, то ток в обмотках статора также изменится. Взаимодействие этого тока с магнитным полем ротора создает тормозной момент, действующий на ротор. Это и означает преобразование энергии механического движения первичного двигателя в электрическую энергию генератора. Магнитные полюсы ротора будут как бы тянуть за собой магнитные полюсы статора.

Если приложить к валу машины вместо вращающего тормозной момент механической нагрузки, то ось полюсов ротора повернется на некоторый угол γ относительно оси полюсов статора против направления вращения (рис. 15.3, б). Вновь изменятся токи в обмотках статора и возникнут электромагнитные силы взаимодействия токов обмоток статора и магнитного поля ротора, но на этот раз эти силы будут стремиться увлечь ротор в направлении вращения. Электромагнитные силы создадут теперь вращающий момент, при посредстве которого электрическая энергия сети преобразуется в механическую на валу машины, т. е. синхронная машина переходит в режим двигателя.

Синхронная машина работает в режиме генератора или двигателя в зависимости от механического воздействия на вал машины, причем электромагнитные силы играют роль своеобразной упругой связи между ротором и статором.

15.4. УРАВНЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ФАЗЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Магнитное поле нагруженной синхронной машины возбуждается не только постоянным током в обмотке ротора, но и переменными токами в фазных обмотках статора (якоря). Следовательно, в синхронных машинах, как и в машинах постоянного тока (см. § 13.6), имеет место *реакция якоря* – воздействие МДС якоря на главное магнитное поле машины.

Физически в синхронной машине существует лишь одно результирующее поле, складывающееся из постоянного магнитного поля вращающегося с угловой скоростью ω ротора, магнитного поля рассеяния статора (см. рис. 14.13) и вращающегося синхронно с ротором магнитного поля реакции якоря. Но, пренебрегая влиянием гистерезиса и насыщения магнитопровода (линейная цепь), целесообразно рассматривать эти магнитные поля как существующие независимо друг от друга, создающие с фазной обмоткой статора независимые потоко-сцепления и индуцирующие в ней соответствующие ЭДС [см. (2.33)]. При этом для анализа процессов в синхронной машине можно воспользоваться комплексным методом.

В нагруженном синхронном генераторе потоко-сцепление поля ротора с фазной обмоткой статора Ψ_0 [см. (14.106)] индуцирует в ней ЭДС

$$\dot{E}_0 = -j\omega\dot{\Psi}_0, \quad (15.2a)$$

равную ЭДС холостого хода, потоко-сцепление рассеяния $\Psi_{\text{рас}}$ индуцирует ЭДС

$$\dot{E}_{\text{рас}} = -j\omega\dot{\Psi}_{\text{рас}} = -jx_{\text{рас}}\dot{I}, \quad (15.2б)$$

где $\dot{I}$ – ток в обмотке статора; $x_{\text{рас}}$ – индуктивное сопротивление рассеяния, и, наконец, потоко-сцепление реакции якоря $\Psi_{\text{р.я}}$ индуцирует в обмотке статора ЭДС

$$\dot{E}_{\text{р.я}} = -j\omega\dot{\Psi}_{\text{р.я}} = -jx_{\text{я}}\dot{I}, \quad (15.2в)$$

где $x_{\text{я}}$ – индуктивное сопротивление якоря.

При таком истолковании процессов ЭДС $\dot{E}_0$, индуцируемая в фазной обмотке потоко-сцеплением $\dot{\Psi}_0$, равна сумме напряжений $jx_{\text{рас}}\dot{I}$, $jx_{\text{я}}\dot{I}$ и $r_{\text{в}}\dot{I}$ на индуктивных $x_{\text{рас}}$ и $x_{\text{я}}$ и активном $r_{\text{в}}$ сопротивлениях

фазной обмотки и напряжения между выводами фазной обмотки синхронного генератора $\dot{U}$. Следовательно, уравнение электрического состояния фазы статора синхронного генератора записывается в виде

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + [r_{\text{в}} + j(x_{\text{рас}} + x_{\text{я}})]\dot{I} = \dot{U} + (r_{\text{в}} + jx)\dot{I}, \quad (15.3)$$

где $x_{\text{рас}} + x_{\text{я}} = x$ — индуктивное сопротивление фазной обмотки статора, называемое *синхронным реактивным* (индуктивным) *сопротивлением*. У синхронной машины с ненасыщенным магнитопроводом это — относительно постоянная величина.

Падение напряжения на синхронном реактивном сопротивлении xI в неявнополюсных синхронных машинах составляет при номинальной нагрузке до 20% номинального фазного напряжения. Значительное синхронное реактивное сопротивление полезно, так как в случаях коротких замыканий между выходными выводами генератора оно ограничивает ток. Активное сопротивление фазной обмотки статора весьма мало. Обычно падение напряжения на активном сопротивлении фазной обмотки при номинальной нагрузке составляет для генераторов большой мощности 1–2% номинального фазного напряжения. В большинстве расчетов им можно поэтому пренебречь; будем учитывать его лишь в некоторых случаях.

15.5. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ И ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА ФАЗЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Уравнению электрического состояния фазы статора синхронного генератора (15.3) соответствует схема замещения на рис. 15.4, а.

Построим векторную диаграмму фазы синхронного генератора. В качестве исходного выберем вектор магнитного потокоцепления $\dot{\Psi}_0$ (направлен влево по оси абсцисс на рис. 15.4, б). Вектор ЭДС $\dot{E}_0$, индуцируемой потокоцеплением $\dot{\Psi}_0$, отстает от вектора $\dot{\Psi}_0$ на 90° . Вектор тока статора (якоря) $\dot{I}$ отстает от $\dot{E}_0$ на угол φ_0 , определяемый соотношением реактивных и активных сопротивлений:

$$\varphi_0 = \arctg \frac{x + x_{\text{н}}}{r_{\text{в}} + r_{\text{н}}}, \quad (15.4)$$

где $x_{\text{н}}$ и $r_{\text{н}}$ — индуктивное и активное сопротивления цепи нагрузки генератора.

Вектор напряжения $r_{\text{в}}\dot{I}$ совпадает по фазе с вектором тока $\dot{I}$, а вектор напряжения $jx\dot{I}$ опережает этот вектор на 90° . Чтобы определить положение вектора напряжения $\dot{U}$ между выводами фазной обмотки

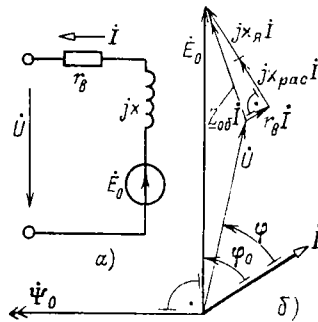


Рис. 15.4

генератора, вычтем из вектора $\dot{E}_0$ сумму векторов напряжений на активном и реактивном сопротивлениях фазной обмотки: $\dot{U} = \dot{E}_0 - jx\dot{I} - r_{\text{в}}\dot{I}$. Соединив концы векторов $\dot{E}_0$ и $\dot{U}$, получим треугольник напряжений на активном и индуктивном сопротивлениях фазы генератора с гипотенузой $\underline{Z}_{0\text{б}}\dot{I}$. Отметим, что для наглядности диаграммы преувеличена длина вектора напряжения $r_{\text{в}}\dot{I}$.

15.6. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ БАЛАНС И КПД СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Энергетический баланс синхронного генератора можно пояснить при помощи его векторной диаграммы (рис. 15.4, б). Спроектировав вектор $\dot{E}_0$ и его составляющие на направление вектора тока $\dot{I}$, запишем активную составляющую ЭДС:

$$E_0 \cos \varphi_0 = r_{\text{в}} I + U \cos \varphi. \quad (15.5)$$

Это уравнение умножим на действующее значение тока I и таким путем преобразуем (15.5) в уравнение активных электрических мощностей одной фазы генератора:

$$E_0 I \cos \varphi_0 = r_{\text{в}} I^2 + UI \cos \varphi, \quad (15.6a)$$

и для генератора

$$3E_0 I \cos \varphi = 3r_{\text{в}} I^2 + 3UI \cos \varphi. \quad (15.6б)$$

Уравнение (15.6б) показывает, что электрическая мощность статора $P_{\text{э.с}}$ складывается из мощности потерь в проводах $P_{\text{пр}}$ и электрической мощности P , с которой генератор отдает энергию в сеть, т. е. $P_{\text{э.с}} = P_{\text{пр}} + P$. Но кроме мощности потерь в проводах в генераторе имеют место еще мощность механических потерь $P_{\text{м.п}}$ и мощность потерь из-за гистерезиса и вихревых токов в электротехнической стали $P_{\text{с}}$ статора и полюсных башмаков. Из уравнения (15.65) видно, что мощность этих потерь покрывается не за счет электрической мощности, а непосредственно за счет механической мощности первичного двигателя. Соответствующая энергетическая диаграмма синхронного генератора показана на рис. 15.5. Кроме того, в синхронном генераторе имеют место потери энергии на возбуждение. Мощность потерь на возбуждение генератора равна мощности источника постоянного тока возбудителя $P_{\text{воз}}$ и составляет примерно 0,3–1% номинальной мощности генераторов. Мощность всех потерь энергии в генераторе делится на мощность постоянных потерь, почти не зависящую от нагрузки, и мощность переменных потерь, изменяющуюся в зависимости от нагрузки. Мощность постоянных потерь $P_{\text{пос}}$ равна сумме мощностей потерь механических $P_{\text{м.п}}$, возбуждения $P_{\text{воз}}$ и в электротехнической стали $P_{\text{с}}$, мощность переменных потерь $P_{\text{пер}}$ равна мощности потерь в проводах.

Электрическая мощность генератора, выраженная через фазные напряжение и ток, $P = 3UI \cos \varphi$ при одном и том же токе зависит от $\cos \varphi$ нагрузки. Но сечения проводов обмоток генератора рассчитываются на определенное значение тока, а его изоляция и сечение магнитной цепи — на определенное напряжение U , следовательно, эти величины выбираются независимо от $\cos \varphi$ нагрузки. По этой причине подобно трансформаторам *номинальной мощностью генератора* считается его полная мощность $S = 3UI$, измеряемая в киловольт-амперах. Было бы нецелесообразно соединять генератор с турбиной, рассчитанной на его полную мощность S (деленную на его КПД), так как почти всегда $\cos \varphi < 1$. Поэтому турбина к генератору обычно имеет несколько меньшую мощность, чем полная мощность генератора (например, из расчета $\cos \varphi = 0,8$).

Мощность генератора пропорциональна его линейным размерам в четвертой степени, так что с увеличением номинальной мощности генератора уменьшается поверхность охлаждения, приходящаяся на единицу мощности, и приходится создавать усиленное охлаждение искусственным путем посредством вентиляции машины. В крупных турбогенераторах количество воздуха, необходимого для вентиляции, весьма велико. В час для охлаждения машины требуется примерно столько воздуха, сколько весит сама машина.

Для генераторов мощностью более 25 000 кВт · А обычно применяется водородное охлаждение. Преимущества такого охлаждения определяются тем, что водород легче воздуха в 14 раз, его теплоемкость больше в 14 раз, теплопроводность — в 7 раз, а коэффициент теплоотдачи с охлаждаемой поверхности — в 1,35 раза.

Коэффициент полезного действия генератора, включенного в сеть, равен отношению его активной мощности к мощности первичного двигателя; последнюю убыль удобно представить как сумму мощности генератора и мощности всех видов потерь в машине, следовательно,

$$\eta = 3UI \cos \varphi / (3UI \cos \varphi + P_{\text{пост}} + P_{\text{пер}}). \quad (15.7)$$

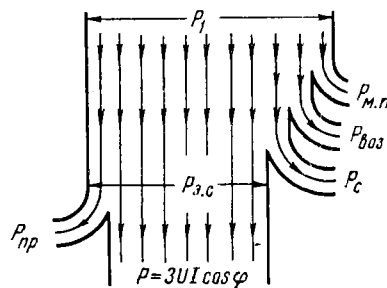


Рис. 15.5

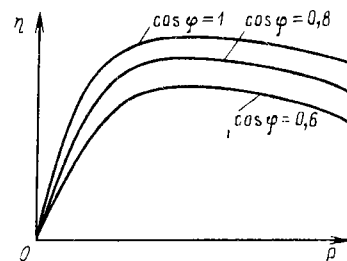


Рис. 15.6

Уравнение КПД показывает, что с уменьшением нагрузки КПД также уменьшается. На рис. 15.6 приведены зависимости КПД генератора от нагрузки при различных значениях $\cos \varphi$. С увеличением номинальной мощности генераторов возрастают КПД как самого генератора, так и его первичного двигателя.

15.7. РАБОТА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Трехфазная электрическая система большой мощности состоит из большого числа трехфазных источников и трехфазных приемников электрической энергии, работающих параллельно. Можно считать, что частичное изменение числа источников и приемников электрической энергии в системе большой мощности не влияет на режим ее работы. Поэтому действующее значение напряжения на общих шинах системы, так же как частоту, можно всегда считать постоянными величинами. На рис. 15.7 приведена эквивалентная схема замещения фазы системы большой мощности, содержащая источник бесконечной мощности ЭДС E и приемник с сопротивлением нагрузки Z_H . На этом же рисунке показана эквивалентная схема замещения фазы синхронного генератора без учета активного сопротивления фазной обмотки, который подключен к общим шинам системы. Занимем уравнение электрического состояния фазы синхронного генератора:

$$\dot{E}_0 - \dot{E} = jxI$$

или

$$\dot{E}_0 = \dot{E} + jxI = \dot{U} + jxI. \quad (15.8)$$

Процессы, происходящие в синхронном генераторе, подключенном к электрической системе большой мощности, иллюстрирует векторная диаграмма (рис. 15.8). Нулевая начальная фаза выбрана у напряжения на шинах системы $\dot{U} = \dot{E}$, вектор которого направлен вертикально, как это часто принимается при построении диаграмм трехфазных цепей.

Это напряжение уравнивается частью ЭДС $\dot{E}_0$ фазной обмотки статора, индуцируемой в ней потокосцеплением $\dot{\Psi}_0$. Прибавив к вектору $\dot{U}$ вектор jxI , перпендикулярный I , получим вектор $\dot{E}_0$. Положение вектора потокосцепления $\dot{\Psi}_0$ определяется тем, что он опережает индуцируемую им ЭДС $\dot{E}_0$ на угол 90° . Так как $jxI = -E_{\text{рас}} - E_{\text{р.я}}$, т. е. это падение напряжения, учитывающее сумму ЭДС, индуцируемых потокосцеплениями рассеяния и реакции якоря, то уравнение электрического состояния фазы синхронного генератора (15.8) можно записать так:

$$\dot{E}_0 + \dot{E}_{\text{рас}} + \dot{E}_{\text{р.я}} = \dot{U} = \dot{E}.$$

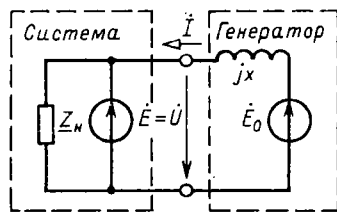


Рис. 15.7

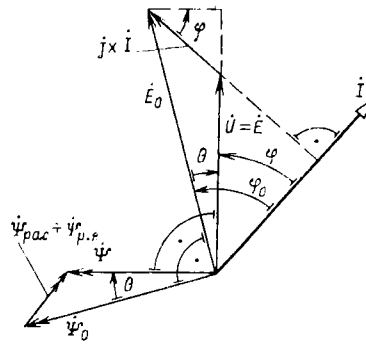


Рис. 15.8

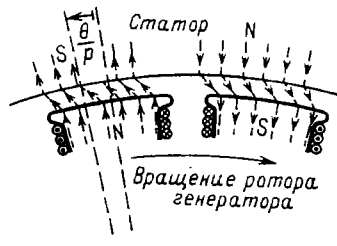


Рис. 15.9

Напряжение фазы синхронного генератора равно сумме ЭДС, индуцируемых в фазной обмотке тремя потокоцеплениями Ψ_0 , $\Psi_{\text{рас}}$ и $\Psi_{\text{р.я}}$. Но физически эти потокоцепления образуют одно результирующее потокоцепление с фазной обмоткой $\Psi = \Psi_0 + \Psi_{\text{рас}} + \Psi_{\text{р.я}}$.

Следовательно, можно считать, что напряжение между выводами фазы синхронного генератора равно ЭДС, индуцируемой результирующим потокоцеплением Ψ с фазной обмоткой. Это определяет направление вектора Ψ , который должен опережать по фазе вектор $U = E$ на 90° . Направление векторов $\Psi_{\text{рас}}$ и $\Psi_{\text{р.я}}$ совпадает с направлением вектора I . Углы θ сдвига фаз между векторами U и E_0 и между векторами Ψ и Ψ_0 равны между собой. Значение угла сдвига фаз θ принято отсчитывать от направления векторов E_0 и Ψ_0 . Для синхронной машины, работающей в режиме генератора, значение этого угла всегда меньше нуля ($\theta < 0$).

Сдвигу фаз θ между векторами потокоцеплений соответствует пространственный сдвиг на угол θ/p между осями полюсов ротора и направлением результирующего магнитного поля синхронного генератора (рис. 15.9).

Действующее значение результирующего потокоцепления с фазной обмоткой синхронного генератора, подключенного к электрической системе большой мощности $U = \text{const}$, — постоянная величина ($\Psi = \text{const}$) и не зависит от нагрузки.

15.8. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ И УГЛОВАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Проанализируем зависимость электрической мощности P и электромагнитного момента $M_{эм}$ синхронного генератора от угла $\theta < 0$. Для этого воспользуемся векторной диаграммой на рис. 15.8.

Электрическая мощность всех трех фаз синхронного генератора

$$P = 3UI \cos \varphi = 3E_0 I \cos \varphi_0 = 3E_0 I \cos(\varphi - \theta). \quad (15.9)$$

Построим прямоугольный треугольник, у которого $\hat{E}_0$ — гипотенуза, а $\hat{U}$ — часть катета. Второй катет этого треугольника, противолежащий углу θ ,

$$xI \cos \varphi = E_0 \sin |\theta|;$$

из той же диаграммы получаем равенство $E_0 \cos \varphi_0 = U \cos \varphi$, что дает возможность выразить электрическую мощность синхронного генератора в следующей форме:

$$P = 3UI \cos \varphi = 3E_0 U \sin |\theta| / x. \quad (15.10)$$

Электромагнитный момент, создаваемый взаимодействием тока якоря с магнитным полем ротора, связан с электрической мощностью известным простым соотношением

$$M_{эм} = P / \omega_p,$$

где синхронная угловая скорость ротора

$$\omega_p = 2\pi n / 60 = 2\pi f / p = \omega / p,$$

на основании чего

$$M_{эм} = \frac{3p}{\omega} E_0 U \frac{\sin \theta}{x}. \quad (15.11)$$

Так как напряжение U и частота f в электрической системе большой мощности постоянны, то мощность и электромагнитный момент синхронного генератора при постоянном токе возбуждения зависят только от угла $|\theta|$. Эта зависимость синусоидальная, она называется *угловой характеристикой синхронного генератора* (рис. 15.10); для мощности и электромагнитного момента она отличается лишь масштабом.

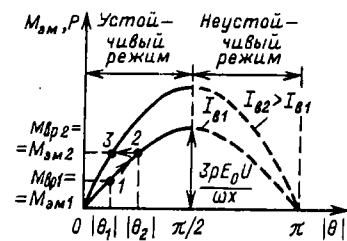


Рис. 15.10

Угловые характеристики позволяют проанализировать процессы, происходящие в синхронном генераторе при изменении нагрузки.

Работа, совершаемая первичным двигателем, преобразуется в электрическую энергию, отдаваемую генератором в сеть. При увеличении создаваемого первичным двигателем вращающего момента ($M_{вр} > M_{вр1} = M_{эм1}$) (точка 1) вследствие ускорения, сообщаемого ротору, угол $|\theta|$ увеличивается. После нескольких колебаний около значения синхронной угловой скорости равновесие вращающего момента генератора восстанавливается ($M_{вр2} = M_{эм2}$, точка 2) при новом значении угла $|\theta_2| > |\theta_1|$.

Работа синхронного генератора устойчива при изменении угла $|\theta|$ в пределах $0 - \pi/2$. Значению $|\theta| = \pi/2$ соответствуют согласно (15.10) и (15.11) максимальная электрическая мощность

$$P_{max} = 3E_0 U/x \quad (15.12)$$

и максимальный электромагнитный момент

$$M_{эм max} = 3pE_0 U/\omega x. \quad (15.13)$$

Значение $\pi/2 - |\theta|$ определяет *запас устойчивости* синхронного генератора.

При углах $|\theta| > \pi/2$ работа синхронного генератора неустойчива. В этих условиях вращающий момент первичного двигателя $M_{вр}$ превышает максимальный тормозной электромагнитный момент генератора. Избыток вращающего момента ($M_{вр} > M_{эм}$) создает дальнейшее ускорение ротора, что обуславливает дальнейшее возрастание $|\theta|$ и новое уменьшение тормозного момента и т. д., пока генератор не выпадает из синхронизма. Чтобы восстановить запас устойчивости $\pi/2 - |\theta|$ синхронного генератора при увеличенной нагрузке, необходимо увеличить ток возбуждения (точка 3).

15.9. У ОБРАЗНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Ценной особенностью синхронного генератора, подключенного к электрической системе большой мощности, является возможность регулирования его реактивного тока посредством изменения тока возбуждения. Для пояснения обратимся к векторной диаграмме фазы синхронного генератора (см. рис. 15.8) и проанализируем ее с этой точки зрения (рис. 15.11). Если мощность синхронного генератора $P = \omega_r M_{эм}$ и напряжение на шинах электрической системы U постоянны, то значения произведений сомножителей в (15.10)

$$\left. \begin{aligned} I \cos \varphi &= I_a = \text{const}; \\ E_0 \sin |\theta| &= \omega \Psi_0 \sin |\theta| = \text{const} \end{aligned} \right\} \quad (15.14)$$

не зависят от тока возбуждения. Однако при изменении тока возбуждения изменяются значения создаваемого им потокосцепления с фазной обмоткой статора $\dot{\Psi}_0$ и индуцированная этим потокосцеплением в фазной обмотке ЭДС $\dot{E}_0$.

Из уравнения электрического состояния фазы статора (15.8) следует, что это возможно только при соответствующем изменении тока $\dot{I} = \dot{I}_a + \dot{I}_p$ в фазной обмотке, а именно — реактивной составляющей тока $\dot{I}_p$.

При токах возбуждения меньше (больше) некоторого граничного значения $I_B < I_{B,гр}(P)$ [$I_B > I_{B,гр}(P)$] ток синхронного генератора имеет емкостную I_{pC} (индуктивную I_{pL}) реактивную составляющую $\varphi < 0$ ($\varphi > 0$) (рис. 15.11). Следовательно, при недовозбуждении (перевозбуждении) реактивная мощность генератора имеет емкостной ($Q_C = 3UI_{pC}$) [индуктивный ($Q_L = 3UI_{pL}$)] характер.

Если синхронный генератор подключен к электрической системе большой мощности $U = \text{const}$, то его эквивалентную схему замещения можно представить в виде параллельного соединения двух источников тока: источника активной составляющей тока генератора, зависящей от вращающего момента первичного двигателя, $I_a(M_{вп})$, и источника реактивной составляющей тока генератора, зависящей от момента вращения первичного двигателя и тока возбуждения, $I_p(I_B, M_{вп})$.

Зависимость тока статора от тока возбуждения $I(I_B)$ при постоянном вращающем моменте первичного двигателя $M_{вп} = \text{const}$ называется U-образной характеристикой синхронного генератора (рис. 15.12). При некотором малом значении тока возбуждения угол $|\theta|$ (рис. 15.10) может превысить значение $\pi/2$ и устойчивость работы синхронного генератора нарушится. Чем больше значение активной мощности синхронного генератора, тем при больших значениях тока возбуждения наступит потеря устойчивости. На рис. 15.12 граница устойчивости синхронного генератора показана штриховой линией.

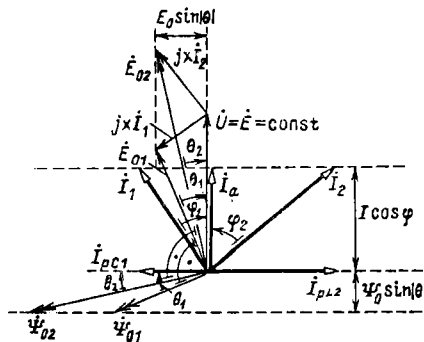


Рис. 15.11

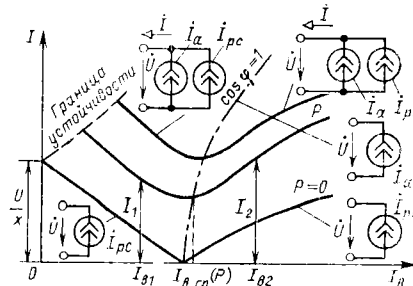


Рис. 15.12

Если вращающий момент первичного двигателя равен нулю ($M_{вр} = 0$), то, пренебрегая всеми видами потерь, можно считать, что ток синхронного генератора реактивный (рис. 15.12, $P=0$):

$$\dot{I}(I_B) = \dot{I}_p(I_B) = \frac{\dot{E} - \dot{U}}{jx} = \frac{j\omega\dot{\Psi}_0(I_B) - \dot{U}}{jx} \quad (15.15)$$

Ток генератора в этом случае зависит линейно от тока возбуждения. Линейность зависимости $I/(I_B)$ нарушается лишь при больших значениях тока возбуждения вследствие насыщения магнитопровода машины.

15.10. РЕГУЛИРОВАНИЕ АКТИВНОЙ И РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТЕЙ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Активная мощность $P = 3UI_a$ синхронного генератора, подключенного к системе большой мощности $U = \text{const}$, регулируется мощностью первичного двигателя $P_{мех} = \omega_r M_{вр}$. При увеличении мощности первичного двигателя, т. е. вращающего момента первичного двигателя $M_{вр}$ (паровой или гидравлической турбины), увеличивается активная составляющая тока генератора $I_a(M_{вр})$, одновременно с этим увеличивается и угол $|\theta|$, что понижает запас устойчивости $\pi/2 - |\theta|$ генератора. Для того чтобы синхронный генератор не терял запаса устойчивости при увеличении активной мощности, необходимо увеличивать ток возбуждения. Промышленные синхронные генераторы электрической энергии снабжены специальной регулирующей аппаратурой, при помощи которой при изменении активной мощности генератора обеспечивается требуемый запас устойчивости.

Реактивная мощность синхронного генератора $Q = 3UI \sin \varphi$, подключенного к системе большой мощности $U = \text{const}$, при постоянной активной мощности $P = \text{const}$ регулируется изменением тока возбуждения I_B . Если значение тока возбуждения равно $I_{B.гр}(P)$, то реактивная мощность синхронного генератора равна нулю. При значениях тока возбуждения $I_B > I_{B.гр}$ ($I_B < I_{B.гр}$) реактивная мощность синхронного генератора имеет индуктивный ($Q_L = 3U I_{pL}$) [емкостный ($Q_C = 3U I_{pC}$)] характер.

Обычно режим возбуждения синхронных генераторов соответствует индуктивной реактивной мощности, необходимой для работы асинхронных двигателей.

15.11. ВКЛЮЧЕНИЕ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА ПАРАЛЛЕЛЬНУЮ РАБОТУ С СИСТЕМОЙ

Включение синхронного генератора на параллельную работу с системой связано с рядом трудностей. Применяются два способа такого включения: точная синхронизация и самосинхронизация.

При включении на параллельную работу с системой (рис. 15.13) синхронного генератора способом *точной синхронизации* мгновенное значение фазной ЭДС генератора, например $e_{A1} = E_{mA1} \sin(\omega_{A1}t + \psi_{A1})$, должно быть равно и соответствовать по направлению в любой момент времени мгновенному значению соответствующего напряжения фазы системы $e_A = E_{mA} \sin(\omega_A t + \Psi_A)$, т. е. напряжению на фазе выключателя

$$u_{AA1} = e_A - e_{A1} = 0,$$

или при $E_{mA} = E_{mA1} = E_m$

$$u_{AA1} = 2E_m \sin\left(\frac{\omega_A t + \omega_{A1}t + \Psi_A + \Psi_{A1}}{2}\right) \times \\ \times \cos\left(\frac{\omega_A t - \omega_{A1}t + \Psi_A - \Psi_{A1}}{2}\right) = 0.$$

Это определяет условия при включении: амплитуда, частота и начальная фаза ЭДС фаз генератора должны равняться одноименным величинам напряжения соответствующих фаз системы; кроме того, чередование фаз генератора и системы должны совпадать ($A-A_1, B-B_1, C-C_1$).

Для выполнения этих условий ротор генератора предварительно раскручивается примерно до синхронной угловой скорости, а его возбуждение регулируется, так чтобы напряжения на выводах генератора и системы были одинаковы, например $E_{mA} = E_{mA1}$.

Для точного регулирования служат синхроскопы.

В простейшем виде синхроскоп составляется из ламп накаливания, часто называемых в таких случаях фазоиндикаторными лампами (см. рис. 15.13).

На рис. 15.14 показаны кривые мгновенных значений фазного напряжения $u_A = e_A$ системы, фазной ЭДС e_{A1} включаемого на параллельную работу генератора и результирующего напряжения $u_{AA1} = e_A - e_{A1}$. Пока нет точного совпадения частоты генератора и системы в контуре включаемого генератора, значение напряжения между контактами выключателя будет то снижаться до нуля, то повышаться до двойного значения фазного напряжения системы, в результате чего лампы будут то гаснуть, то вновь загораться. Чем больше частота генератора будет приближаться к частоте системы, тем медленнее будут происходить колебания света фазоиндикаторных ламп; они будут загораться и гаснуть на относительно длительные сроки. Нужно достигнуть возможно более точного совпадения частот, при котором промежутки времени между следующими друг за другом вспышками ламп будут достаточно велики (не менее 3–5 с), после чего в момент полного потухания ламп нужно замкнуть рубильник.

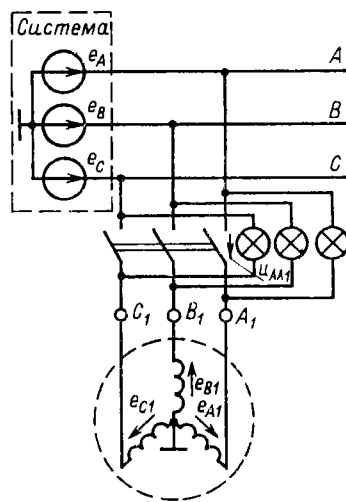


Рис. 15.13

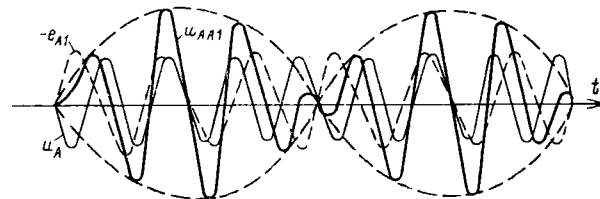


Рис. 15.14

Сущность метода *самосинхронизации* состоит в том, что генератор включается на сеть без возбуждения, когда его частота вращения отличается от синхронной на 2–3%. Обмотка ротора (обмотка возбуждения) во время такого включения должна быть замкнута некоторым резистором или накоротко. После включения генератора обмотка ротора подключается к источнику постоянного тока возбуждения и генератор синхронизируется под действием электромагнитных сил.

Так как в момент включения частота вращения генератора не равна синхронной и он не возбужден, то возникает скачок тока в каждой обмотке статора; значение этого кратковременного тока может в несколько раз превышать номинальный ток генератора. Но, как показывает опыт, ни скачок тока, ни возникающие при этом механические усилия на валу генератора не опасны для агрегата (турбогенератора или гидрогенератора). Метод самосинхронизации применяется для генераторов мощностью до 50 МВ · А.

После включения генератора на параллельную работу с системой большой мощности при всяком случайном отклонении от синхронного вращения в обмотке статора генератора возникают дополнительные токи. Их взаимодействие с магнитным полем ротора создает дополнительные силы, восстанавливающие синхронное вращение.

15.12. УРАВНЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ, СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ И ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА ФАЗЫ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В отличие от синхронного генератора в синхронном двигателе ось полюсов ротора отстает от оси полюсов вращающегося магнитного поля статора (см. рис. 15.3, б). Возникающий при этом электромагнитный момент равен противодействующему тормозному моменту на валу двигателя $M_{эм} = M_{тор}$. В синхронном двигателе электрическая энергия преобразуется в механическую. На рис. 15.15 приведена схема замещения фазы синхронного двигателя, подключенного к электрической системе большой мощности $U = \text{const}$. Эта схема замещения совпадает со схемой замещения фазы синхронного генератора, подключенного к системе большой мощности (см. рис. 15.7), с той разницей, что в первом случае электрическая энергия поступает из системы в двигатель, а во втором случае — из генератора в систему.

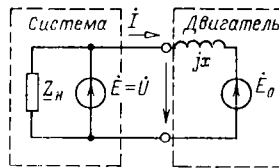


Рис. 15.15

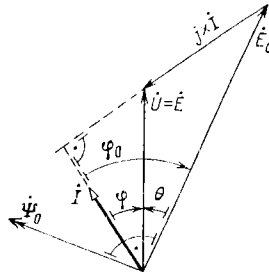


Рис. 15.16

Из схемы замещения (рис. 15.15) следует уравнение электрического состояния фазы синхронного двигателя

$$\dot{E}_0 = \dot{U} - jx\dot{I}, \quad (15.16)$$

где $\dot{E}_0 = j\omega\dot{\Psi}_0$, $x = x_{rac} + x_c$ совпадают по своему физическому смыслу с аналогичными понятиями, обсуждавшимися при анализе синхронного генератора (см. § 15.4).

Уравнению электрического состояния (15.16) соответствует векторная диаграмма фазы синхронного двигателя на рис. 15.16. На векторной диаграмме сдвиг фаз θ соответствует геометрическому углу между осью полюсов ротора и осью результирующего магнитного поля синхронного двигателя, деленному на число пар полюсов (как и у генератора). Но для синхронной машины, работающей в режиме двигателя, значение угла θ всегда больше нуля.

15.13. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ И УГЛОВАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА синхронного двигателя

Электрическая мощность трехфазного синхронного двигателя определяется, как и мощность трехфазного синхронного генератора [см. (15.9)]:

$$P = 3UI \cos \varphi = 3E_0 I \cos \varphi_0 = 3E_0 I \cos(\varphi - \theta), \quad (15.17)$$

где для синхронного двигателя $\theta > 0$.

Преобразуя (15.17) аналогично (15.9) и учитывая, что $\theta > 0$, получаем выражение для электромагнитного момента синхронного двигателя, совпадающее с выражением электромагнитного момента синхронного генератора (15.11):

$$M_{\text{эм}} = \frac{3p}{\omega} E_0 U \frac{\sin \theta}{x}. \quad (15.18)$$

Так как механическая мощность синхронного двигателя $P_{\text{мех}} = P = M_{\text{эм}} \omega_p$, то, учитывая (15.18), имеем

$$P_{\text{мех}} = P = 3UI \cos \varphi = 3E_0 U \frac{\sin \theta}{x}. \quad (15.19)$$

Напряжение U и частота f_0 в электрической системе большой мощности – постоянные величины. Учитывая это обстоятельство, можно сделать вывод, что значения электромагнитного момента $M_{\text{эм}}$ и мощности P синхронного двигателя, подключенного к такой системе, при постоянном токе возбуждения $I_{\text{в}} = \text{const}$ зависят только от угла θ . Такие зависимости $M_{\text{эм}}(\theta)$ и $P(\theta)$ называются *угловыми характеристиками* синхронного двигателя и имеют вид, аналогичный угловым характеристикам синхронного генератора на рис. 15.10.

Угловые характеристики позволяют анализировать процессы в синхронном двигателе при изменении нагрузки. При увеличении тормозного момента на валу синхронного двигателя $M_{\text{тор}2} > M_{\text{тор}1} = M_{\text{эм}1}$ частота вращения ротора машины уменьшается и значения угла θ и электромагнитного момента $M_{\text{эм}}$ начинают возрастать. Равновесие тормозного и электромагнитного моментов восстановится ($M_{\text{тор}2} = M_{\text{эм}2}$) через некоторый промежуток времени при новом значении угла $\theta_2 > \theta_1$. Для того чтобы сохранить запас устойчивости $\pi/2 - \theta$ при возросшем тормозном моменте, необходимо увеличить ток возбуждения.

15.14. U-ОБРАЗНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА синхронного двигателя

Значение тока возбуждения влияет не только на запас устойчивости синхронного двигателя, но и на его реактивный ток. Чтобы проанализировать эту зависимость, воспользуемся векторной диаграммой фазы

синхронного двигателя, подключенного к системе большой мощности $U = \text{const}$, приведенной на рис. 15.16. При постоянном тормозном моменте на валу синхронного двигателя $M_{\text{тор}} = M_{\text{эм}}$ его мощность $P = M_{\text{эм}} \omega_p$ постоянна, следовательно, из (15.18) и (15.19) значения произведений сомножителей $E_0 \sin \theta = \omega \Psi_0 \sin \theta = \text{const}$ и $I \cos \varphi = I_a = \text{const}$ всегда постоянны и не зависят от тока возбуждения. На рис. 15.17 приведена совокупность векторных диаграмм фазы синхронного двигателя с постоянным тормозным моментом $M_{\text{тор}} = \text{const}$ при различных токах возбуждения $I_b = \text{var}$. При уменьшении тока возбуждения I_b (потокосеужения возбуждения Ψ_0) угол θ возрастает до тех пор, пока электромагнитный момент по (15.18) станет меньше тормозного момента и синхронный двигатель потеряет устойчивость.

Из векторных диаграмм следует, что значение тока статора синхронного двигателя $I = I_a + I_p$ и его сдвиг по фазе φ относительно напряжения системы $\dot{U}$ зависят от тока возбуждения I_b . При токах возбуждения, меньших (больших) некоторого граничного значения $I_b < I_{b, \text{гр}}(P)$ ($I_b > I_{b, \text{гр}}(P)$), ток статора I имеет индуктивную I_{pL} (емкостную I_{pC}) реактивную составляющую $\varphi_2 > 0$ ($\varphi_1 < 0$). Следовательно, при недовозбуждении (перевозбуждении) реактивная мощность синхронного двигателя имеет индуктивный $Q_L = 3UI_{pL}$ (емкостный $Q_C = 3UI_{pC}$) характер.

В соответствии с этим фазу синхронного двигателя, подключенного к электрической системе большой мощности, можно представить в виде эквивалентной схемы замещения, состоящей из параллельного соединения эквивалентного резистивного элемента, сопротивление которого зависит от тормозного момента $r(M_{\text{тор}}) = U/I_a$, и эквивалентного индуктивного (емкостного) элемента, индуктивность (емкость) кото-

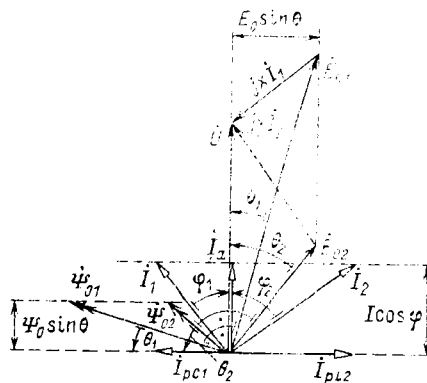


Рис. 15.17

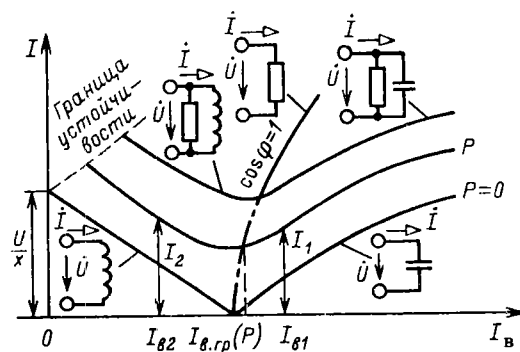


Рис. 15.18

рого зависит от тормозного момента и тока возбуждения:

$$L(I_v, M_{\text{тор}}) = U/(\omega L_p L) \quad [C(I_v, M_{\text{тор}}) = I_{pc}/\omega U].$$

Если тормозной момент двигателя равен нулю, то в эквивалентной схеме замещения фазы синхронного двигателя резистивный элемент отсутствует, а значение параметра индуктивного (емкостного) элемента зависит только от тока возбуждения.

Зависимость тока статора от тока возбуждения $I(I_v)$ при постоянном тормозном моменте на валу $M_{\text{тор}} = \text{const}$ называется *U-образной характеристикой* синхронного двигателя (рис. 15.18).

Если на валу двигателя нет тормозного момента ($M_{\text{тор}} = 0$), то, пренебрегая всеми видами потерь, можно считать ток статора синхронного двигателя реактивным (рис. 15.18, $P = 0$), т. е.

$$\dot{I} = \dot{I}_p = \frac{-\dot{E}_0 + \dot{U}}{jx} = \frac{\dot{U} + j\omega\dot{\Psi}_0}{jx}.$$

15.15. РЕГУЛИРОВАНИЕ АКТИВНОЙ И РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТЕЙ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Изменение *активной мощности* синхронного двигателя $P_{\text{мех}} = P = 3U\dot{I}_a \cos \theta = \omega_r M_{\text{тор}}$, подключенного к системе большой мощности ($U = \text{const}$), происходит при изменении значения тормозного момента на валу ($M_{\text{тор}} = \text{var}$). При увеличении тормозного момента мощность синхронного двигателя возрастает, одновременно увеличивается и угол θ , что понижает запас устойчивости двигателя $\pi/2 - \theta$. Для того чтобы синхронный двигатель не терял запаса устойчивости при увеличении активной мощности, необходимо одновременно увеличивать ток возбуждения. Синхронные двигатели большой мощности снабже-

ны специальной регулирующей аппаратурой, при помощи которой при изменении активной мощности двигателя обеспечивается требуемый уровень запаса устойчивости.

Реактивная мощность синхронного двигателя $Q = 3UI \sin \varphi$, подключенного к системе большой мощности $U = \text{const}$, при постоянной активной мощности P регулируется изменением тока возбуждения I_v . При токе возбуждения $I_v < I_{v, \text{гр}}(P)$ или $I_v < I_{v, \text{гр}}(P)$ реактивная мощность двигателя имеет соответственно индуктивный ($Q = 3UI_{pL}$) или емкостный ($Q_c = 3UI_{pC}$) характер.

Обычно режим возбуждения синхронного двигателя соответствует емкостной реактивной мощности, что позволяет компенсировать индуктивную реактивную мощность асинхронных двигателей и этим разгрузить электрическую систему от реактивного тока.

Практический интерес представляет применение синхронного двигателя в режиме регулируемого емкостного элемента (рис. 15.18, $P = 0$ и $I_v > I_{v, \text{гр}}$) – *синхронного компенсатора*. Синхронные компенсаторы позволяют улучшить коэффициент мощности $\cos \varphi$ электрической системы (см. § 2.20).

15.16. ПУСК СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В ХОД

Результирующий момент синхронного двигателя, возникающий в результате взаимодействия магнитного поля статора с неподвижным возбужденным ротором, при пуске двигателя близок к нулю. Поэтому ротор двигателя необходимо раскручивать тем или иным способом до частоты вращения, близкой к синхронной. В настоящее время для этой цели используется *асинхронный пуск* синхронного двигателя. Чтобы приспособить двигатель к такому пуску, при явнополюсном роторе в полюсные наконечники закладывается пусковая короткозамкнутая обмотка из медных или латунных стержней. Она напоминает беличье колесо асинхронной машины, но занимает лишь часть окружности ротора. В некоторых конструкциях двигателей роль короткозамкнутой обмотки выполняют сам массивный сердечник ротора и металлические клинья, заложенные в пазы ротора, а также бандажи, не имеющие с сердечником ротора электрического соединения.

Пуск двигателя в ход состоит из двух этапов: первый этап – асинхронный набор частоты вращения при отсутствии возбуждения постоянным током и второй этап – втягивание в синхронизм после включения постоянного тока возбуждения. Во время первого этапа асинхронного пуска обмотка возбуждения отключается от источника постоянного тока и замыкается через резистор с сопротивлением, превышающим активное сопротивление обмотки возбуждения в 8–10 раз. Не следует оставлять обмотку возбуждения разомкнутой, так как вращающееся поле может индуцировать в ней весьма значительную

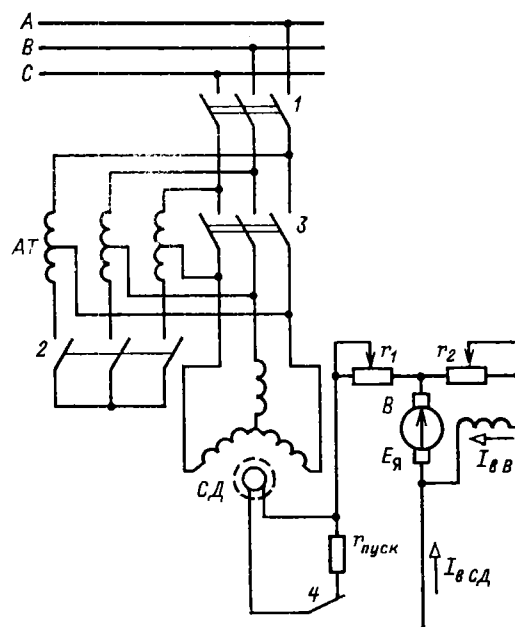


Рис. 15.19

ЭДС, опасную для целостности изоляции. Нецелесообразно также замыкать эту обмотку накоротко, так как в ней возникает значительный однофазный ток, который будет тормозить ротор по достижении им половины синхронной частоты вращения.

Для уменьшения пусковых токов синхронных двигателей часто применяется понижение напряжения при пуске включением двигателя через пусковой автотрансформатор *АТ* или индуктивную катушку, например по схеме на рис. 15.19. Сначала замыканием выключателя 2 три фазные обмотки автотрансформатора *АТ* соединяются звездой, а затем включением выключателя 1 подключаются к трехфазной сети. Таким образом, между выводами обмоток статора синхронного двигателя *СД* подаются пониженные автотрансформатором линейные напряжения трехфазной системы. Ротор двигателя начинает вращаться как короткозамкнутый ротор асинхронного двигателя. Когда скольжение ротора станет достаточно малым, выключатель 2 размыкается и напряжение на двигателе несколько повышается. Это объясняется тем, что теперь лишь часть каждой из фазных обмоток автотрансформатора играет роль индуктивной катушки, включенной последовательно с фазной обмоткой двигателя и несколько ограничивающей своим сопротивлением пусковой ток. Следующая операция пуска заключается во включении двигателя на полное напряжение сети замыканием выключате-

ля 3. Но пока нет постоянного тока возбуждения, ротор вращается асинхронно. Пуск заканчивается включением постоянного тока возбуждения I_B посредством переключателя 4. Реостаты r_1 и r_2 служат для регулирования режима работы возбудителя (В). Под действием электромагнитных сил двигатель достигает синхронной частоты вращения и развивает требуемый вращающий момент. При таком пуске не нужны операции по синхронизации двигателя с сетью и операции пуска могут быть автоматизированы.

15.17. СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Свойство рассмотренных выше синхронных двигателей сохранять неизменной частоту вращения при изменении тормозного момента на валу достигается усложнением устройства ротора по сравнению с асинхронными: к обмотке подключается через скользящие контакты специальный источник постоянного тока.

В синхронных двигателях малой мощности роль вращающегося постоянного электромагнита выполняет постоянный магнит, изготовленный из магнитно-твердого материала и укрепленный на оси ротора. Пуск такого двигателя в ход осуществляется обычно непосредственным подключением его фазных обмоток статора к электрической сети. Для возникновения асинхронного момента при пуске двигателя в полюсах постоянного магнита располагаются стержни короткозамкнутой обмотки.

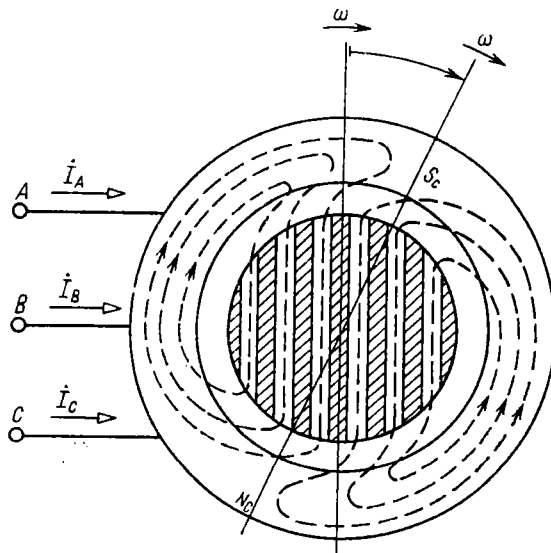


Рис. 15.20

Другой разновидностью синхронных двигателей малой мощности являются так называемые *синхронные реактивные двигатели*. Особенность этих двигателей заключается в том, что их ротор имеет магнитную анизотропию, т. е. различное магнитное сопротивление в различных радиальных направлениях. На рис. 15.20 приведен поперечный разрез конструкции двухполюсного анизотропного ротора, представляющего собой набор пакетов из листовой электротехнической стали, разделенных слоями алюминия (заптрихованная часть). Продольное направление легкого намагничивания пакетов листовой электротехнической стали определяет форму магнитных линий поля токов статора. Искривление магнитных линий поля токов статора при наличии тормозного момента на валу двигателя создаст вращающий момент, уравнивающий тормозной момент.

К общим недостаткам синхронных двигателей малой мощности относится отсутствие возможности регулировать реактивную мощность и запас устойчивости.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

АППАРАТУРА УПРАВЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ

16.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Для управления электротехническими устройствами необходимо большое число различных аппаратов. В зависимости от назначения их можно разделить на две основные группы: коммутационные аппараты (высоковольтные выключатели, разъединители, контакторы и др.) и защитные аппараты (автоматические воздушные выключатели, плавкие предохранители, различные реле и разрядники для защиты от перенапряжений).

Все эти аппараты в местах установки соединяются по определенным схемам неизолированными шинами, укрепленными на изоляторах, или силовыми кабелями. Монтаж и эксплуатация неизолированных шин проще и дешевле, кроме того, для них допускается большая плотность тока.

В большинстве случаев применяются алюминиевые шины, а стальные — только в установках с токами не выше 200 А. Алюминиевые шины могут быть однополосными и многополосными прямоугольного сечения с размерами полосы примерно 120 × 10 мм. Для больших переменных токов часто устанавливаются шины коробчатого сечения (рис. 16.1). Их преимущества — механическая прочность и простота монтажных работ. Кроме того, благодаря расположению проводящего материала по периферии общего сечения в коробчатых шинах при переменном токе мало сказываются поверхностный эффект и эффект близости, уменьшающие активное сечение проводника. Шины укрепля-

ются на опорных изоляторах. На прямолинейных участках проводки, в промежутках между креплениями шин к изоляторам, предусматриваются специальные устройства, обеспечивающие свободное удлинение шин при нагревании (шинные компенсаторы).

В трехфазных системах в соответствии с последовательностью фаз шины должны быть окрашены в следующие цвета: фаза *A* — желтый, фаза *B* — зеленый и фаза *C* — красный, а нейтральные шины при изолированной нейтрали — в белый, при заземленной нейтрали — в черный. При постоянном токе положительная шина — красная, отрицательная — синяя, а нейтраль — белая.

Для надежной работы электрических аппаратов весьма важны условия осуществления контактов. Последние могут быть жесткими (неразъемными), например присоединения к выводам машины или аппарата, скользящими — между неподвижными и подвижными токоведущими частями, коммутационными — в отключающих аппаратах. Последние работают в наиболее тяжелых условиях, особенно если они должны отключать токи коротких замыканий.

При всяком контакте действительное соприкосновение двух проводящих тел получается в виде элементарных площадок касания, возникающих при смятии выступающих микроскопических бугорков касающихся поверхностей (рис. 16.2). Следовательно, имеет место сужение поперечного сечения пути тока. Дополнительное сопротивление, обусловленное этим сужением, называется *переходным сопротивлением контакта*. Оно тем меньше, чем больше сила нажатия контактов, увеличивающая смятие микроскопических бугорков.

Переходное сопротивление контакта может возрастать в десятки и сотни раз вследствие окисления контактных поверхностей. Нередко такое увеличение вызывается нагревом контактов свыше $70\text{--}75^\circ\text{C}$. По этой причине необходимо предусматривать все возможные меры для предупреждения нагрева и окисления контактов.

Отключение электрической цепи обычно не может быть мгновенным. При разрыве цепи тока неизбежно возникновение большей или меньшей ЭДС самоиндукции (см. рис. 5.3); под действием этой ЭДС совместно с напряжением сети промежуток между расходящимися контактами пробивается и возникает электрическая дуга. Высокая температура последней может вызвать быстрое разрушение или сваривание контактов. Особенно опасно действие дуги в аппаратах высокого напряжения при отключениях токов короткого замыкания.

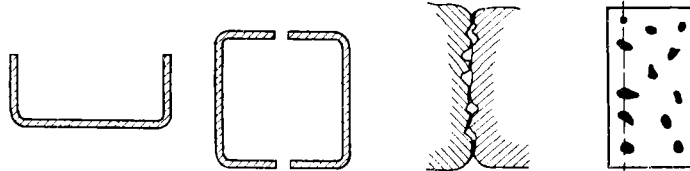


Рис. 16.1

Рис. 16.2

Отключение цепей переменного тока существенно упрощается, так как переменный ток периодически проходит через нулевое значение, что приводит к гашению дуги. Значительно труднее отключение цепей постоянного тока высокого напряжения. Выключатели для этого тока должны быть рассчитаны на поглощение весьма значительной энергии, выделяющейся при длительном горении дуги постоянного тока.

16.2. ТЕПЛОВАЯ ЗАЩИТА ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК

Провода электрических линий и электротехнические устройства должны быть защищены от превышения температуры при коротких замыканиях и длительных перегрузках.

Коротким замыканием принято называть всякое ненормальное соединение через элементы с малым сопротивлением между проводами или другими токоведущими частями цепи. Причиной короткого замыкания может быть случайное соединение изолированных токоведущих частей между собой (например, соединение двух проводов воздушной линии) или повреждение изоляции вследствие старения, износа, пробоя и т. п. При коротком замыкании резко увеличивается ток, тепловое действие которого [см. (1.36)] может вызвать разрушение изоляции и пожар. Вместе с тем часто возникают опасные электродинамические силы взаимодействия между проводами и сильное уменьшение напряжения в сети. Следствием последнего являются снижение частоты вращения и даже остановка электродвигателей и т. д.

В табл. 16.1 приведены допустимые значения токов в проводах и кабелях в соответствии с Правилами устройства электроустановок. Простейшим способом отключения аварийных участков является использование теплового действия токов короткого замыкания в приборах защиты: предохранителе с плавкой вставкой, пробочном и трубчатом предохранителях. В предохранителе первого типа отключающим элементом служит *плавкая вставка* — сменяемая часть предохранителя, плавящаяся при увеличении тока в защищаемой цепи свыше определенного значения. По существу это короткий участок защищаемой цепи, относительно легко разрушаемый тепловым действием тока. Чтобы получить такую сниженную термическую стойкость, нужно увеличить сопротивление вставки, для чего ее изготавливают из материала с высоким удельным сопротивлением (например, сплава олова и свинца) или из хорошо проводящего металла (например, серебра, меди), но с малой площадью поперечного сечения.

Плавление вставки не должно сопровождаться возникновением дуги в предохранителе вдоль размыкаемого участка. Следовательно, длина плавкой вставки должна быть выбрана с учетом напряжения питания. По этой причине на предохранителях кроме номинального тока, т. е. наибольшего тока, который он может выдержать сколь

Таблица 16.1. Допустимые длительные токовые нагрузки проводов и шнуров с резиновой и полихлорвиниловой изоляцией и алюминиевыми жилами

Сечение токопроводящей жилы, мм ²	Ток нагрузки, А					
	Провода, проложенные открыто	Провода, проложенные в одной изоляционной трубе				
		Два одно- жильных	Три одно- жильных	Четыре одно- жильных	Один двух- жильный	Один трех- жильный
2,5	24	20	19	19	19	16
4	32	28	28	23	25	21
6	39	36	32	30	31	26
10	60	50	47	39	42	38
16	75	60	60	55	60	55
25	105	85	80	70	75	65
35	130	100	95	85	95	75
50	165	140	130	120	125	105
70	210	175	165	140	150	135
95	255	215	200	175	190	165
120	295	245	220	200	230	190
150	340	275	255	-	-	-
185	390	-	-	-	-	-
240	465	-	-	-	-	-
300	535	-	-	-	-	-
400	645	-	-	-	-	-

угодно долгое время, не разрушаясь, указывается также и номинальное напряжение.

Существует большое многообразие конструкций предохранителей с шпаккой вставкой. Для напряжений до 250 В и токов примерно до 60 А широко применяются пробочные предохранители (рис. 16.3). Пробочный предохранитель состоит из основания 1, в которое ввертывается сменяемая при перегорании вставка 2 – так называемая пробка с резьбой, опирающаяся на неподвижный контакт 4. Пробка изготавливается из керамического материала и снабжается двумя металлическими контактами, между которыми припаивается плавкая проволока 3.

Пробочные предохранители обычно устанавливаются на групповых щитках. От этих щитков линии расходятся в отдельные квартиры или комнаты, части здания и т. п. На щитке все провода каждой линии должны быть защищены отдельными предохранителями (рис. 16.4). Такое сосредоточение предохранителей облегчает надзор за ними и замену пробок при их перегорании.

Для защиты от коротких замыканий линий высокого напряжения применяются *трубчатые* предохранители различных конструкций

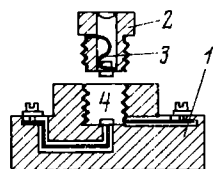


Рис. 16.3

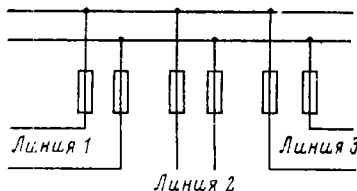


Рис. 16.4

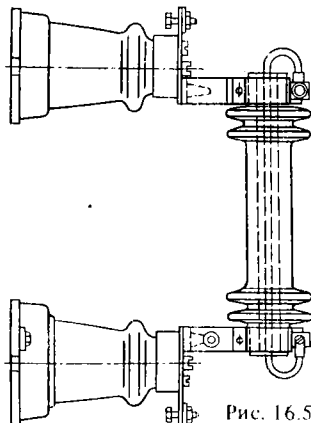


Рис. 16.5

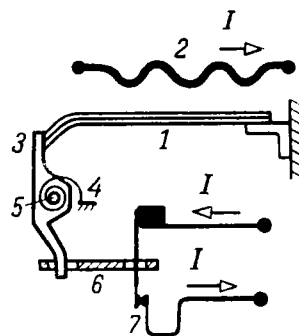


Рис. 16.6

(рис. 16.5), в которых плавящаяся проволока помещена в фарфоровую трубку и имеет значительную длину. Трубка не дает разбрызгиваться расплавленному металлу, а электрическая дуга, образующаяся при плавлении проволоки внутри трубки, быстро разрывается благодаря тяге воздуха в трубке.

Номинальные токи предохранителей следует выбирать наименьшими по расчетным токам нагрузки соответствующих участков сети. При этом вставка не должна плавиться при кратковременных перегрузках — пусковых токах электродвигателей и т. п.

Для защиты электротехнических установок от длительных перегрузок используются тепловые реле на основе биметаллических элементов, представляющих собой две механически скрепленные пластины из металлов с различными температурными коэффициентами расширения. На рис. 16.6 показана принципиальная схема устройства теплового реле. Нагреватель 2, включенный в защищаемую цепь, своим теплом воздействует на биметаллический элемент 1. При перегрузке в защищаемой цепи обе пластины биметаллического элемента, нагреваясь, удлиняются. Но одна из них удлиняется больше, вследствие чего биметаллическая пластина изгибается вверх и выходит из зацепления с защелкой 3. Последняя под действием пружины 4 поворачивается вокруг оси 5 по направлению движения часовой стрелки и посредством тяги 6 размыкает контакты 7, отключая перегруженную сеть.

Однако тепловое реле из-за значительной тепловой инерции не обеспечивает защиту от токов короткого замыкания. Поэтому дополнительно к тепловому реле необходим предохранитель с плавкой вставкой.

16.3. АВТОМАТИЧЕСКИЕ ВОЗДУШНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Предохранители с плавкой вставкой хорошо защищают электродвигатели и прочие промышленные электроустановки от токов короткого замыкания и недостаточно надежно от длительных перегрузок. Поэтому в цепях электротехнических установок большой мощности кроме предохранителей с плавкой вставкой устанавливается автоматическая защита.

Простейшими устройствами для автоматической защиты от повреждений при нарушении номинального рабочего режима в установках с рабочим напряжением до 1 кВ являются автоматические воздушные (не масляные и не со сжатым воздухом) выключатели, часто называемые просто "автоматами". Эти аппараты могут защищать установку не только при перегрузке. Они производят отключение цепей автоматически при нарушении нормальных рабочих условий, причем в зависимости от типа автоматического выключателя это отключение производится, если определенная электрическая величина переходит установленное предельное значение (максимальные и минимальные выключатели) или если изменяется направление передачи энергии (выключатели обратной мощности). Кроме того, существует большое число автоматических выключателей специального назначения.

В зависимости от назначения выключателя в него могут быть встроены различные расцепители, электромагнитные, тепловые и комбинированные. На рис. 16.7 показаны схематически принципы действия автоматических выключателей с различными видами электромагнитных расцепителей. Электромагнитный расцепитель действует практически мгновенно, и поэтому необходимость в предохранителях с плавкой вставкой отпадает.

Наиболее распространенным автоматическим воздушным выключателем является *выключатель максимального тока* (рис. 16.7, а). Если ток в защищаемой цепи достигает предельного значения, катушка *К* втягивает стальной сердечник *С* и защелка *З* освобождает пружину *П*; последняя разрывает контакты *А* цепи. Конструктивные оформления этих выключателей весьма разнообразны. Автоматические выключатели максимального тока применяются и в осветительных сетях жилых помещений вместо предохранителей с плавкой вставкой. Обратное включение выключателя производится вручную. Точность настройки выключателя на определенный предельный ток несравненно выше, чем при защите предохранителями с плавкими вставками, и в этом заключается одно из важнейших его преимуществ.

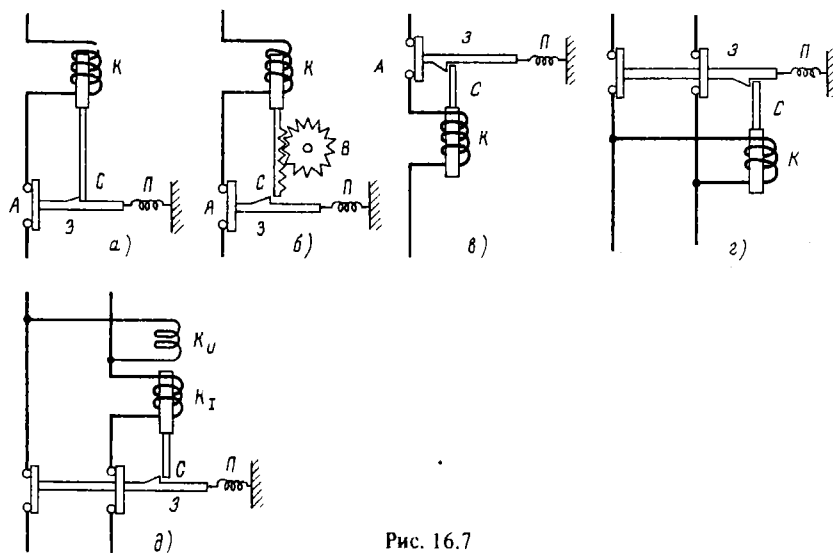
Чтобы избежать отключения установки при кратковременном увеличении тока, не опасном для установки (например, пускового тока

двигателя), выключатели иногда имеют устройство выдержки времени (приспособление, которое обеспечивает определенный промежуток времени между воздействием тока на выключатель и моментом отключения цепи). На рис. 16.7, б показана принципиальная конструкция подобного устройства: зубчатая система B не позволяет катушке K мгновенно втянуть сердечник C и освободить защелку $З$, так как сначала колесико B должно повернуться на определенный угол; тем самым создается определенная выдержка времени, которую можно регулировать. Если увеличение тока закончится прежде, чем механизм выдержки времени даст возможность освободиться защелке, то сердечник вернется в исходное положение и отключения не произойдет.

Кроме часового механизма для выдержки времени в автоматических выключателях с электромагнитным расцепителем применяются также масляный или воздушный тормоз и т. п.

Автоматический выключатель минимального тока применяется, если цепь должна быть отключена, при уменьшении тока в ней или в одной из ее ветвей ниже предельного значения. Принцип действия такого выключателя поясняет рис. 16.7, в. Катушка K удерживает сердечник C и защелку $З$ до тех пор, пока ток в катушке не понизится до определенного значения, после чего сердечник под действием силы тяжести опускается и защелка освобождает пружину $П$, которая размыкает контакты A и отключает установку.

Автоматический выключатель пониженного напряжения (рис. 16.7, г) по принципу действия сходен с выключателем минимального тока. Он применяется, например, для защиты асинхронных двигателей, снаб-



женных пусковым реостатом (см. рис. 14.4); выключатель отключает двигатель при понижении напряжения на его выводах. При отсутствии такого выключателя понижение напряжения или его исчезновение вызывает остановку двигателя. Затем, при обратном повышении напряжения вследствие того, что пусковой реостат не введен, возникает большой пусковой ток, нежелательный для электрической сети и опасный для двигателя. Поэтому часто при отключении предусмотрено автоматическое включение пускового реостата.

Автоматический выключатель обратной мощности применяется, например, для защиты параллельно работающих генераторов от перехода одного из них в режим работы двигателем. Принцип действия такого выключателя поясняет рис. 16.7, д. Катушка тока K_I при нормальном направлении передачи энергии создает магнитное поле, противоположное полю катушки напряжения K_U , так что катушки не могут втянуть сердечник C и освободить защелку $З$. При изменении направления передачи энергии изменяется направление тока в катушке K_I , поля катушек складываются и сердечник втягивается, что вызывает размыкание контактов и отключение генератора.

16.4. ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ВЫСОКОГО НАПЯЖЕНИЯ

Простейшими выключателями высокого напряжения являются *разъединители*. Их назначение — отключение и переключение участков цепи под напряжением, но при отсутствии тока. Отключение участков цепи необходимо для обеспечения безопасности осмотров и ремонтных работ на устройствах высокого напряжения, переключения подходящих и отходящих линий с одной системы шин на другую и т. д.

У разъединителей есть неподвижные и подвижные контакты, укрепленные на изоляторах. В зависимости от назначения и способа установки применяются рубящие (рис. 16.8) и поворотные разъединители; последние устанавливаются главным образом в открытых распределительных устройствах на 35–500 кВ.

Для ручного управления посредством изолированной штанги подвижные контакты (ножи) разъединителей имеют крючки или кольца. Дистанционно разъединители управляются при помощи электрических или пневматических приводов.

Если отключать цепь посредством разъединителя при невыключенном токе в цепи, то между размыкаемыми контактами разъединителя возникает электрическая дуга и разрушает их. Чтобы предупредить такое ошибочное отключение, приводы разъединителей часто обеспечиваются защитной блокировкой, не допускающей отключения разъединителя при включенном выключателе.

Для отключения и подключения электроустановок малой мощности на подстанциях промышленных предприятий и на мелких сельских электростанциях применяются *выключатели нагрузки* (называемые так-

же *разъединителями мощности*). По устройству они сходны с рубящими разъединителями, но имеют дугогасительные устройства того или иного типа. Они применяются при напряжениях 6 и 10 кВ и рассчитаны на отключение токов, не превышающих удвоенное значение рабочего тока. Последовательно с ними для защиты установки от токов короткого замыкания включаются плавкие предохранители.

Выключатели высокого напряжения должны отключать электроустановки большой мощности, а также цепи высокого напряжения при больших токах короткого замыкания (более 50 кА). Такой выключатель представляет собой сложное электротехническое устройство, к которому предъявляются повышенные требования к электродинамической (по отношению к электродинамическим силам) и термической стойкости. Различают масляные и воздушные выключатели высокого напряжения.

В *масляных выключателях*, чтобы предупредить возникновение длинной дуги и ускорить ее гашение при размыкании цепи тока, контакты помещены в бак с нефтяным маслом. В зависимости от условий гашения дуги масляные выключатели подразделяются на выключатели с гашением дуги простым разрывом в масле и выключатели с дугогасительными камерами масляного или газового дутья.

Аппараты первого типа изготавливаются для установок напряжением 6–10 кВ при мощности отключения, не превышающей 150 МВ · А (рис. 16.9). Основные части аппарата: бак с минеральным маслом 1; подвижные нижние контакты 4, соединенные электрически между

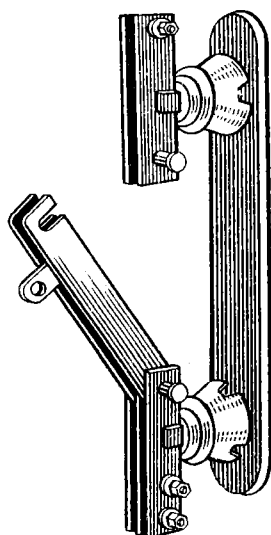


Рис. 16.8

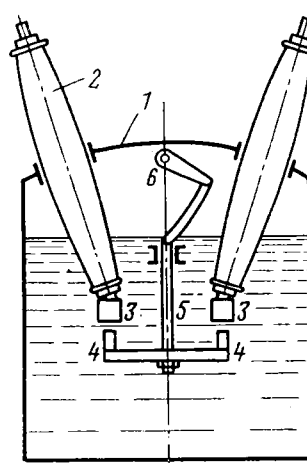


Рис. 16.9

собой и укрепленные на изолирующей штанге 5; неподвижные верхние контакты 3, укрепленные на проходных изоляторах 2. Изолирующая штанга поднимается посредством рычажного приспособления 6, соединенного с длинным валом; последний снабжен маховичком или специальными тягами. Несущая подвижные контакты часть (траверса) выключателя отжимается книзу пружинами и действием собственной силы тяжести. Во включенном состоянии она удерживается специальным запорным механизмом (защелкой) привода выключателя. При освобождении запорного механизма подвижная часть падает вниз и создает два разрыва в цепи выключаемого тока (чаще применяются устройства с четырьмя или шестью разрывами), между расходящимися контактами возникает электрическая дуга. Вследствие ее высокой температуры окружающие слои масла испаряются и разлагаются, образуя газовый пузырь вокруг расходящихся контактов. Таким образом, горение дуги происходит в газовой среде при повышенном давлении. Последнее обстоятельство создает благоприятные условия для гашения дуги, так как с повышением давления быстро возрастает электрическая прочность газовой среды. Ток в размыкаемой цепи переменного тока, для которой предназначен выключатель, каждые полпериода проходит через нулевое значение, а это способствует гашению дуги.

При масляном дутье гашение достигается воздействием на гасимую дугу потока масла от дуги, создающей давление в дугогасительной камере. При движении траверсы выключателя вниз в каждой паре размыкаемых контактов образуются две дуги – гасимая и генерирующая давление. Гасимая горит у выходных каналов камеры, в которой генерирующая дуга создает давление 4–6 МПа. Поток масла направляется от генерирующей дуги на гасимую и при номинальном токе отключения не дает ей гореть более 0,015–0,02 с (один период переменного тока).

Для высоких напряжений, начиная с 35 кВ, преимущественно применяются воздушные выключатели (выключатели со сжатым воздухом). В них один или оба расходящихся контакта выполняются полыми, а сжатый воздух при давлении 0,7–2 МПа через полости контактов создает мощное воздушное дутье и сдувает дугу с рабочей поверхности контактов. По сравнению с масляным выключателем воздушный имеет меньшую массу и время отключения, но для его работы необходим источник сжатого очищенного и просушенного воздуха – компрессор.

После отключения управляемой цепи выключатель остается под напряжением, между тем периодически необходим осмотр и ремонт как выключателя, так и прилегающих к нему участков электрической цепи. По этой причине разъединитель нужен в качестве необходимого дополнения. Посредством разъединителя выключатель после отключения тока можно отделить от цепей высокого напряжения.

Реле — это аппарат, который при определенном воздействии на его воспринимающую часть той или иной физической величины (тока, напряжения, частоты, силы света, температуры, давления и т. п.) срабатывает и исполнительная часть которого производит в управляемых им цепях необходимые переключения, вызывающие соответствующие изменения тех или иных физических величин (тока, напряжения и т. д.).

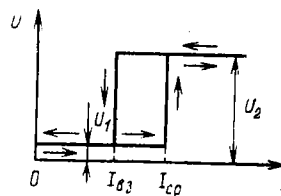
Бесперебойность работы электроэнергетических установок обеспечивается релейной защитой. Часто — это очень сложная совокупность реле, автоматически воздействующих на выключатели электротехнических установок при их повреждении (коротком замыкании токоведущих частей оборудования, замыкании на землю, ненормальном изменении напряжения, изменении направления передачи энергии и т. п.). Релейная защита сигнализирует о нарушении нормального режима работы; она же затем совместно с устройствами автоматики выполняет повторное включение элементов системы электроснабжения (трансформаторов, питающих линий и т. п.), автоматически включает резервные источники электрической энергии и разгружает систему электроснабжения при недостатке мощности.

Работу реле определяет его характеристика управления, выражающая связь между управляющей и управляемой величинами, например между током I и напряжением U (рис. 16.10). При увеличении управляющей величины до определенного значения, называемого параметром срабатывания (в данном примере — током срабатывания $I_{ср}$), управляемая величина не изменяется, т. е. $U = U_1 = \text{const}$. Но если управляющая величина достигает значения $I_{ср}$, исполнительная часть реле производит скачкообразное изменение управляемой величины U (например, включает или выключает электрическую цепь) до значения U_2 . При дальнейшем увеличении тока напряжение не изменяется. Не влияет на U и уменьшение управляющей величины, пока I больше определенного значения, называемого параметром возврата, в примере — током возврата $I_{вз}$. Когда управляющая величина достигнет значения $I = I_{вз}$, исполнительная часть реле уменьшит управляемую величину до исходного значения U_1 .

Отношение $I_{вз}/I_{ср} = k_{вз}$ называется коэффициентом возврата реле. В зависимости от принципа действия и конструкции реле $k_{вз} = 0,98 \div 0,3$. Для надежности действия релейного устройства рабочее значение управляющей величины I_p , т. е. значение, при котором необходимо срабатывание реле, берется больше, чем $I_{ср}$. Отношение $I_p/I_{ср} = k_3$ называется коэффициентом запаса. Обычно $k_3 = 3 \div 1$.

Реле защиты электротехнических устройств в зависимости от характера изменения управляющей величины, вызывающего их срабатывание,

Рис. 16.10



в основном разделяются на максимальные, минимальные и дифференциальные.

Максимальное реле срабатывает, если электрическая величина (например, ток) увеличивается сверх определенного значения (I_{cp}).

Минимальное реле срабатывает, когда электрическая величина (например, напряжение) уменьшается ниже определенного установленного значения.

Дифференциальное реле реагирует на разность двух механических моментов, создаваемых в нем действием двух сравниваемых однородных электрических величин.

Основные требования, предъявляемые к релейной защите, — это селективность (избирательность), быстрота действия, надежность и чувствительность.

Селективность действия защиты состоит в том, что поврежденный элемент установки отключается от источников электроэнергии ближайшими к установке выключателями, благодаря чему авария нарушает режим нормального электроснабжения минимального числа потребителей.

Быстрота действия защиты необходима для того, чтобы уменьшить размеры разрушений поврежденного участка тепловым действием тока, ослабить влияние понижения напряжения, вызванного аварией, на работу других потребителей электроэнергии, улучшить качество электрического освещения и т. д.

Чувствительность защиты необходима для реакции на самые незначительные повреждения в самом начале их возникновения. Чувствительность систем защиты является критерием их пригодности.

Надежность защиты — это безотказность срабатывания при аварии. Надежнее защита, в которой применено минимальное число реле, взаимодействующих возможно проще. Для обеспечения высокой надежности применяется резервная защита, отключающая поврежденные устройства в случае отказа основной защиты.

Требования к релейной защите часто противоречивы в некоторых отношениях. Например, увеличение надежности посредством применения более грубых механизмов вызывает снижение чувствительности защиты, а повышение селективности использованием выдержки времени снижает быстроту действия защиты.

Применение выдержки времени является одним из простейших путей получения селективности отключений. Выдержка времени между моментом начала действия импульса управляющей величины (например, тока) на реле и моментом срабатывания исполнительной части реле создается не только естественными инерционными свойствами механиз-

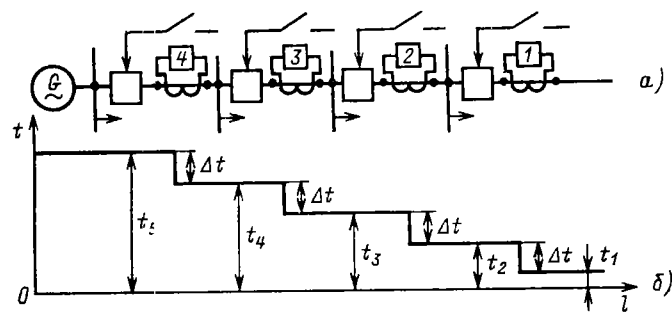


Рис. 16.11

ма реле, но и специальными приспособлениями. Такие приспособления могут быть встроены в само реле (реле с выдержкой времени), или их роль выполняет специальное реле времени в системе релейной защиты. Выдержка времени может быть сделана независимой или зависимой от значения управляемой величины (тока при аварии).

Простым примером селективной защиты может служить защита радиальной сети с односторонним питанием от подстанции G максимальными токовыми реле с выдержкой времени (рис. 16.11, а). Селективность отключения достигается применением различных выдержек времени, тем больших, чем ближе пункт установки реле к источнику электроэнергии (рис. 16.11, б). Интервал времени Δt , равный разности времен срабатывания реле соседних участков сети, называется ступенью выдержки времени. Ее значение выбирается таким, чтобы реле предыдущего участка успело сработать и дуга в отключенном им выключателе оборвалась прежде, чем настанет время срабатывания реле следующего участка. При этом вся линия, кроме отключенного и следующих за ним участков сети, продолжает бесперебойно работать. Основным недостатком такой простой селективной защиты является чрезмерное повышение выдержки времени на участках вблизи источников электроэнергии. Это противоречит требованию быстрого действия защиты. Обычно время отключения повреждения не должно превышать 0,04–0,16 с.

По виду управляющей величины реле защиты подразделяются на реле тока, реле напряжения, реле сопротивления (реагирующие на изменение соотношения между напряжением и током) и реле направления мощности.

Реле прямого действия воздействуют непосредственно на выключатель.

Реле косвенного действия контактами своей исполнительной части коммутируют цепи оперативного (вспомогательного) тока, а последний воздействует на отключающий механизм выключателя.

Первичные реле включаются непосредственно в защищаемую цепь. Этим упрощается устройство защиты, но при высоком напряжении

трудно постоянно контролировать исправность первичного реле, так как оно находится под высоким напряжением.

Вторичные реле подключаются к защищаемым объектам через измерительные трансформаторы тока и напряжения (см. § 9.17), что делает безопасным надзор за ними. В большинстве случаев в устройствах релейной защиты применяются вторичные реле косвенного действия.

В реле могут быть применены самые различные движущие механизмы. Реле тока косвенного действия выпускаются двух видов — электромагнитные и индукционные. На рис. 16.12 схематически показано устройство максимального токового реле мгновенного действия электромагнитной системы. На собранном из листовой электротехнической стали магнитопроводе 1 находится обмотка 2. Между полюсами этого электромагнита установлен на оси Z-образный стальной якорь 3. Он удерживается в исходном положении пружиной 4, создающей противодействующий момент при повороте якоря из нулевого положения. Один конец пружины 4 закреплён на оси якоря, а второй конец соединён с указателем 7, последний связан с указателем тока срабатывания реле, перемещаемым вдоль шкалы 8. При отсутствии тока пружина 4 удерживает якорь прижатым к упорному штифту 9. Когда вращающий момент, создаваемый током в катушке 2, становится больше противодействующего момента, создаваемого пружиной, якорь поворачивается и подвижные контакты 5 замыкают неподвижные контакты 6 — реле срабатывает. Ток срабатывания реле можно регулировать, изменяя натяжку пружины 4 при помощи указателя 7. Это реле быстродействующее, но его контакты рассчитаны на замыкание цепи малой

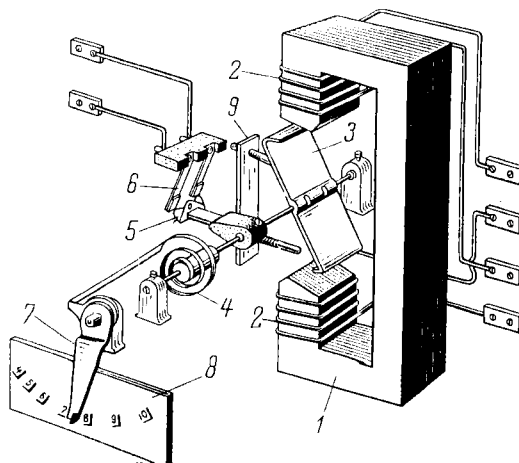


Рис. 16.12

мощности, поэтому оно должно применяться в качестве реле косвенного действия. При срабатывании его контакты замыкают цепь тока промежуточного реле, а последнее своими достаточно мощными контактами замыкает цепь оперативного тока, отключающего выключатель. У такого реле может быть несколько замыкающих и размыкающих контактов. В частности, оно может одновременно замыкать цепи оперативного тока нескольких выключателей.

Если при отключении необходима небольшая выдержка времени, на магнитопровод промежуточного реле надевают короткозамкнутый виток. При помощи такого устройства, замедляющего нарастание магнитного потока, можно получить выдержки времени порядка 0,1 или 0,2 с. Если необходима большая выдержка времени, то применяется реле времени.

В качестве вторичного реле прямого действия с регулируемой выдержкой времени часто устанавливается индукционное реле. Его движущий механизм подобен механизму индукционного счетчика (см. § 12.8). Это реле обладает относительно мощными контактами, благодаря чему его исполнительная часть может непосредственно замыкать цепь оперативного тока выключателя. При таком устройстве защиты нет нужды ни в промежуточном реле, ни в реле времени, но селективность и чувствительность защиты существенно уменьшаются.

Релейная защита состоит из двух групп электрических цепей: цепей переменного тока, соединяющих реле с источниками информации о состоянии защищаемого объекта, и цепей оперативного тока, обеспечивающих срабатывание отключающих устройств с необходимыми последовательностью и селективностью.

Источники оперативного тока (постоянного или переменного) могут быть зависимыми и не зависимыми от режима работы и состояния первичных цепей защищаемой установки.

К зависимым источникам оперативного тока относятся трансформаторы напряжения, трансформаторы тока и специальные трансформаторы. Независимыми источниками оперативного тока служат аккумуляторные батареи, но применение их очень существенно усложняет оборудование и обслуживание, поэтому такие источники применяются лишь на крупных и особо ответственных объектах.

Почти независимыми источниками оперативного тока являются конденсаторные батареи емкостью 25–500 мкФ на напряжение до 400 В. Во время нормальной работы установки конденсаторы заряжаются от трансформаторов напряжения через выпрямители. Затем они могут поддерживать необходимый оперативный ток в течение времени, достаточного для срабатывания защиты. Весьма ценно, что конденсаторы обеспечивают срабатывание защиты при полном исчезновении напряжения в питающей их сети переменного тока.

16.8. КОНТАКТОРЫ, МАГНИТНЫЕ ПУСКАТЕЛИ И КОНТРОЛЛЕРЫ

Контактор представляет собой электромагнитный выключатель, приходящий в действие при замыкании или размыкании цепи оперативного тока. В отличие от реле контакторы рассчитываются на коммутирование больших токов, иногда при относительно высоком напряжении. Они применяются для управления приемниками электроэнергии достаточно большой мощности — крупными электродвигателями, нагревательными устройствами и т. п. Таким образом, контакторы работают как реле прямого действия и их электромагниты должны иметь большие значения хода и силы тяги.

Контактор управляется оперативным током вспомогательной цепи, причем это управление может выполняться простым нажимом одной кнопки в цепи оперативного тока (кнопочное управление).

На рис. 16.13 показано устройство электромагнитного контактора постоянного тока. Под действием оперативного (вспомогательного) тока в катушке 1 контактора к ее сердечнику 2 притягивается стальной якорь 3; последний, поворачиваясь вокруг оси 4, замыкает главные контакты 5 в цепи рабочего тока. Пружина 6 обеспечивает хороший нажим подвижного контакта. Главная цепь присоединена к выводам 7 цепи рабочего тока и содержит кроме главных контактов соединительный гибкий провод 8 и катушку магнитного дутья 9. Магнитным дутьем называется растягивание дуги между главными контактами под действием внешнего магнитного поля для ускорения ее гашения.

Рассматриваемый контактор, помимо главной цепи замыкает также контакты 10 в цепи оперативного тока — так называемые вспомогательные контакты, служащие для выполнения вспомогательных операций управления. Контактор переменного тока входит как составная часть в магнитный пускатель.

Магнитный пускатель представляет собой комплектное устройство управления, состоящее из одного или нескольких электромагнитных контакторов, тепловых реле и кнопок управления. На рис. 16.14 показана схема магнитного реверсивного пускателя переменного тока. Управление пускателем осуществляется при помощи двух кнопок — *Пуск* и *Стоп*. При нажатии кнопки *Пуск* замыкается цепь оперативного тока — от провода фазы *A* сети через контакты 4 теплового реле 5, через катушку 1 контактора, через контакты 4 другого теплового реле 5, через контакты кнопок *Пуск* и *Стоп* к проводу фазы *C* сети. Под действием оперативного тока содержащий катушку 1 электромагнит трехполюсного контактора притянет подвижный якорь. С последним жестко соединены главные подвижные 2 (образующие разрыв цепи главного тока в каждой фазе) и вспомогательные 3 контакты в цепи оперативного тока. Двигатель будет пущен в ход, когда замкнутся все эти контакты.

Замыкание вспомогательных контактов 3 нужно для того, чтобы образовать цепь оперативного тока помимо контактов кнопки *Пуск* и, таким образом, предупредить размыкание оперативного тока, когда кнопка *Пуск* после нажатия возвратится в исходное положение.

При нажатии кнопки *Стоп* цепь оперативного тока, содержащая катушку 1 контактора, размыкается, отпадает якорь, а главные контакты 2 под действием пружин размыкаются; двигатель останавливается.

Защита двигателя от перегрузок обеспечивается в магнитном пускателе двумя тепловыми реле 5 с биметаллическими элементами (см. рис. 16.6). Вследствие значительной тепловой инерции тепловые реле не обеспечивают защиту от токов короткого замыкания, поэтому для защиты от внезапных коротких замыканий в цепи главного тока должны быть установлены плавкие предохранители 6.

Контроллеры представляют собой коммутационные аппараты, дающие возможность простым поворотом ручки или маховичка не только включать и выключать электрические цепи, но и производить сложные переключения элементов в схемах управления электрических машин и аппаратов (например, пуск в ход, регулирование частоты вращения, реверсирование, торможение). Применение контроллера чрезвычайно

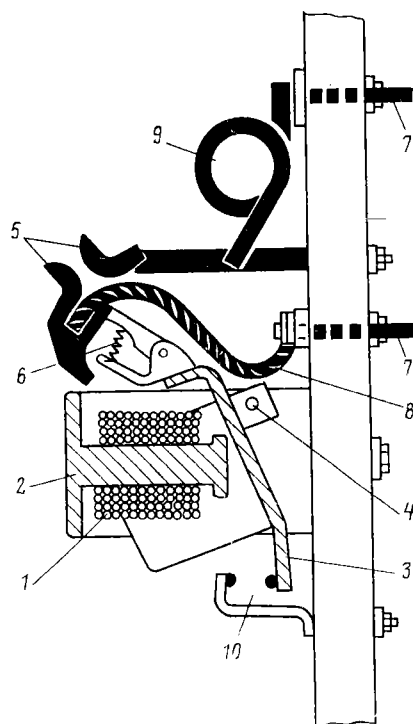
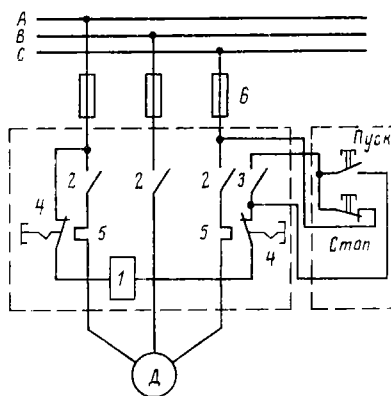


Рис. 16.13

Рис. 16.14



упрощает работу обслуживающего персонала (водителя электровоза, рабочего у станка). Весьма наглядно устройство барабанного контроллера (рис. 16.15). На изолированном вращающемся валу 1 такого контроллера укреплены имеющие различную длину сегменты 2 (отрезки медных колец). Сегменты служат подвижными контактами, причем имеются отдельные сегменты, смещенные на различные углы по отношению друг к другу. Некоторые сегменты гальванически соединены между собой. Неподвижные контакты контроллера, так называемые контактные пальцы 3, укреплены на неподвижном изолированном основании 4. Каждому контактному пальцу соответствует определенный сегмент на вращающейся части. Контактные пальцы изолированы друг от друга, и к ним подведены провода, соединяющие контроллер с управляемой установкой. При поворачивании вала 1 сегменты 2 в определенной последовательности соприкасаются с контактными пальцами 3, вызывая необходимые переключения в управляемых электрических цепях установки.

На рис. 16.16 показана развернутая на плоскости схема применения контроллера для управления двигателем постоянного тока с последовательным возбуждением. Здесь неподвижные контактные пальцы (3 на рис. 16.15) изображены в виде вертикального ряда кружков 1–10. В прямоугольнике Б штриховыми линиями показана развернутая на плоскость схема барабана контроллера; полоски изображают контактные сегменты барабана. Барабан контроллера имеет семь различных положений: I, II, III, 0, III', II', I'. В исходном положении барабана 0 двигатель выключен, так как все контактные пальцы касаются лишь изолированной поверхности барабана. Повороту барабана в по-

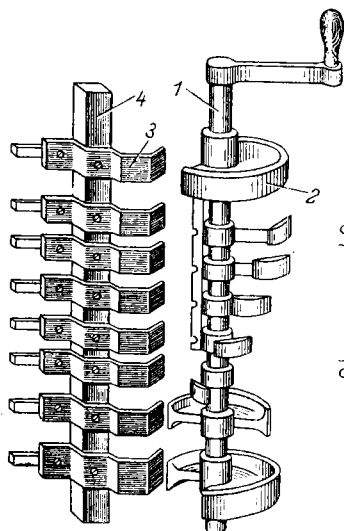


Рис. 16.15

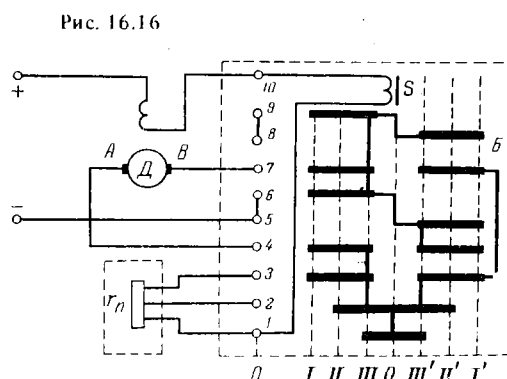


Рис. 16.16

положение *I* на схеме соответствует совмещение вертикальной линии *I* со столбцом контактных пальцев. При этом цепь тока замкнута через последовательную обмотку возбуждения двигателя, катушку магнитного дутья *S* (служащую для гашения дуги между подвижными и неподвижными контактами контроллера), контактный палец *1*, обе части пускового реостата r_{II} , палец *3*, два сегмента барабана, палец *4*, щетку *A*, якорь двигателя *D*, щетку *B*, палец *7*, два сегмента барабана и палец *6*.

Легко проследить, что поворотом барабана в положение *II* его сегменты закорачивают половину реостата r_{II} . В положении *III* барабана реостат r_{II} весь закорочен и, следовательно, на выводы двигателя подано полное напряжение сети.

Если повернуть барабан из положения *0* в противоположную сторону, т. е. в положение *I'*, то направление тока в якоре изменится по отношению к его направлению при положениях *I–III* и якорь начнет вращаться в противоположном направлении.

Если реостат r_{II} рассчитан на длительную нагрузку рабочим током двигателя, то при помощи контроллера возможно также регулирование частоты вращения двигателя.

Барабанный контроллер может безотказно работать лишь при небольшом числе включений в час. Значительно лучше работает кулачковый контроллер (командоконтроллер). Основной его деталью является коммутирующее устройство кулачкового типа — кулачковый контакторный элемент. Схема устройства, коммутирующего две цепи, показана на рис. 16.17. Здесь на управляющем валу *1* укреплены управляющие изоляционные кулачки *2*. Две пружины *3* создают необходимое давление подвижных контактов *5* мостикового типа на неподвижные контакты *4*, укрепленные на изолирующей плите *6*. При повороте вала выступ кулачка давит на ролик *7*, который отжимает подвижные контакты и размыкает управляемую цепь в двух местах. Когда же при повороте вала выступ кулачка отходит от ролика, пружина *8* поворачивает рычаг, несущий подвижные контакты, и цепь замыкается.

Вдоль вала контроллера может быть размещено значительное число таких контакторных элементов для одновременного регулирования работы многих цепей (например, 12 в контроллерах электровозов).

Чтобы упростить понимание сложных схем управления, составляется контроллерная диаграмма, которая показывает последовательность включения контакторных элементов (рис. 16.18). В ней по вертикали указаны номера контактов, а по горизонтали — положения вала контроллера и состояние контактов. Если при данном положении вала контакт замкнут, то против него стоит крестик, если он разомкнут, то в диаграмме остается пустая клетка.

В цепях управления электродвигателями, в особенности при автоматизации управления, существенное значение имеют выключатели, сра-

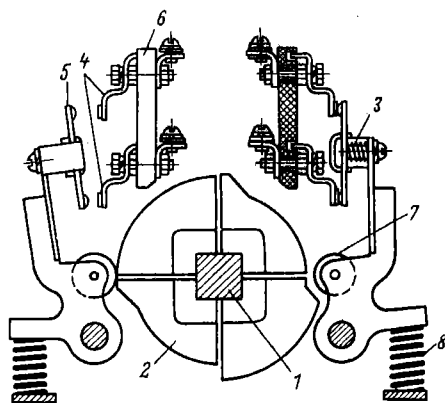


Рис. 16.17

Контрольная диаграмма управления двигателем							
№ контактов	Вперед				Назад		
	I	II	III	0	III'	II'	I'
1				X			
2	X	X	X		X	X	X
3					X	X	X
4	X	X	X				
5	X	X				X	X
6	X						X

Рис. 16.18

бывающие (отключающие, включающие и переключающие), когда приводимый двигателем механизм перемещается на определенное расстояние.

Концевой выключатель разрывает главную цепь или цепь управления двигателями в результате нажима управляющего упора (кулачка). Эти выключатели имеют особо важное значение в подъемных устройствах. *Путевые выключатели* коммутируют электрические цепи под воздействием управляющих упоров (кулачков), когда контролируемый объект проходит определенные точки своего пути. По существу это варианты кулачковых командоаппаратов, в ряде случаев существенно упрощенные.

Описанная здесь аппаратура представляет собой лишь относительно простые примеры подобных устройств. В настоящее время электротехническая аппаратура в большинстве своем узко специализирована, т. е. приспособлена к особенностям условий и требований отдельных отраслей промышленности (горного электрооборудования, электрооборудования металлорежущих станков, электрооборудования строительных площадок и т. д.). Подобное оборудование изучается в специальных курсах. Одна из задач этой книги — подготовка учащихся к слушанию специальных курсов.

16.7. ПОНЯТИЕ О СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Электрическая энергия, вырабатываемая на электростанциях большой мощности, подводится к достаточно удаленным потребителям по линиям передачи высокого напряжения 35–750 кВ. Так как распределительная сеть потребителя (городская) имеет напряжение 6(10) кВ, то для понижения напряжения линий передач служит главная понижающая подстанция. (рис. 16.19). Понижающая подстанция содержит понижающие

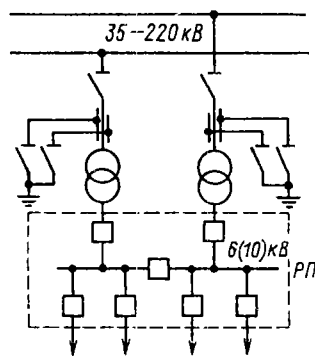


Рис. 16.19

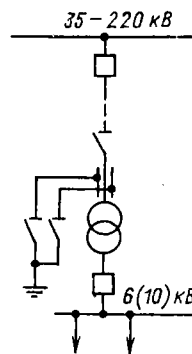


Рис. 16.20

трансформаторы, которые подключаются к линиям передач через выключатели и разъединители; на выводах высшего напряжения трансформаторов устанавливаются короткозамыкатели. Последние необходимы при проведении ремонтных работ и профилактических осмотров.

К выводам низшего напряжения трансформаторов 6(10) кВ подключается распределительный пункт *РП*, содержащий секционированные общие шины, к которым через выключатели присоединяются отдельные потребители. Распределительные пункты устанавливаются и в других частях сети, где не требуется трансформация напряжения.

Так как большинство потребителей электроэнергии рассчитано для работы в сетях с напряжением ниже 1000 В, то в непосредственной близости от них располагают трансформаторные подстанции с понижающими трансформаторами и различного рода коммутационной аппаратурой.

Для снабжения электроэнергией крупных промышленных предприятий от магистральных линий передач прокладывается линия глубокого ввода. В этом случае понижающая подстанция устанавливается на территории предприятия и через трансформаторы связана с линиями глубокого ввода (рис. 16.20).

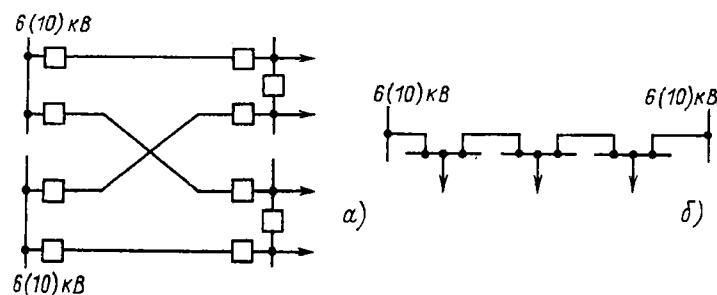


Рис. 16.21

Распределительные сети по своей структуре можно классифицировать как *радиальные* (рис. 16.21, а), *магистральные* (рис. 16.21, б) и *смешанные*. Выбор той или иной структуры сети зависит от степени важности потребителя, по которой они делятся на три категории. Наиболее ответственной является первая, категория наименее ответственной – третья.

Радиальная конструкция распределительной сети с резервированием питания потребителей от двух источников энергии применяется для потребителей первой категории, а более упрощенные варианты – для менее ответственных потребителей. То же можно сказать о магистральной и смешанной структурах распределительных сетей.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРОПРИВОД

17.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электроприводом называется электромеханическая система, состоящая из электродвигательного, преобразовательного, передаточного и управляющего устройств, предназначенных для приведения в движение исполнительных органов рабочей машины и управления этим движением.

Передаточное устройство *ПУ* на рис. 17.1 содержит механические передачи и соединительные муфты.

Преобразовательное устройство *ПрУ* преобразует ток и напряжение источника энергии в ток и напряжение, необходимые для работы электродвигателя *ЭД*.

Управляющее устройство *УУ* представляет собой информационную часть системы управления для обработки сигналов задающих воздей-

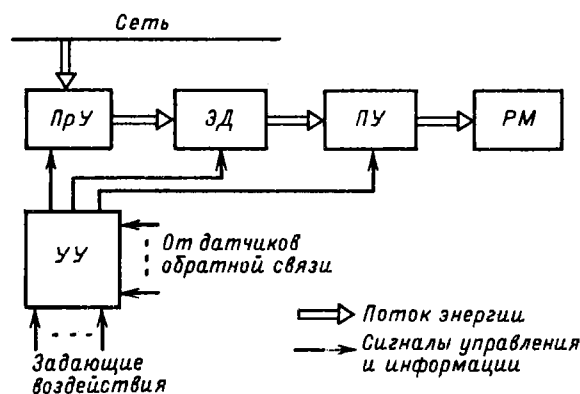


Рис. 17.1

ствий и состояния системы по датчикам обратной связи и выработки на их основе сигналов управления преобразователем, электродвигателями и передаточным устройством.

Наиболее прогрессивным является автоматизированный индивидуальный электропривод, в котором каждый исполнительный орган рабочей машины приводится в движение отдельным электродвигателем по сигналам управляющего устройства. В простейшем случае управляющее устройство осуществляет пуск, отключение и защиту электродвигателя, в более сложном – контроль и управление движением рабочей машины *РМ*.

Широта применения определяет большой диапазон мощностей электроприводов (от долей ватт, например в принтерах, до десятков тысяч киловатт, например в прокатных станах) и разнообразие исполнения.

Применение управляющих ЭВМ и встроенных микропроцессорных систем существенно повышает качество электроприводов для создания современных технических средств автоматизации и механизации технологических процессов, в частности на основе роботов и манипуляторов.

17.2. УРАВНЕНИЕ ДВИЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Для проектирования электропривода необходимо знать кинематику и эксплуатационные условия рабочей машины. Нагрузка на валу электродвигателя складывается из *статической и динамической нагрузок*. Первая обуславливается полезными и вредными сопротивлениями движению (от сил трения, резания, веса и т. п.); вторая возникает при изменениях кинетической энергии в системе привода вследствие изменения скорости движения тех или иных частей устройства. В соответствии с этим момент, развиваемый двигателем,

$$M_{\text{дв}} = M_{\text{ст}} + M_{\text{дин}} = M_{\text{ст}} + J d\omega/dt. \quad (17.1)$$

Различают активный и реактивный статические моменты $M_{\text{ст}}$. Первые создаются внешними по отношению к двигателю источниками механической энергии и не зависят от направления и частоты вращения вала двигателя. Вторые возникают в качестве реакции на движущий момент двигателя и зависят от направления и частоты вращения его вала. Примером активного момента может служить момент силы тяжести $M = mgR$ поднимаемого или опускаемого груза массой m (рис. 17.2, *а*), реактивного момента – момент резания $M = FR$ при $n > 0$ и $M = 0$ при $n \leq 0$, где $F = \text{const}$ – усилие резания (рис. 17.2, *б*).

Входящая в уравнение моментов (17.1) величина

$$M_{\text{дин}} = J d\omega/dt \quad (17.2)$$

называется *динамическим моментом*. Этот момент может быть как положительным, так и отрицательным.

Величина J , которой $M_{\text{дин}}$ пропорционален, называется *моментом инерции*. Это – взятая для всего тела сумма произведений масс m_k отдельных частиц тела на квадрат расстояния R_k соответствующей частицы от оси вращения:

$$J = \sum_{k=1}^n m_k R_k^2. \quad (17.3)$$

Обычно момент инерции выражают как произведение массы тела на квадрат *радиуса инерции* $R_{\text{ин}}$, т. е.

$$J = \sum_{k=1}^n m_k R_k^2 = m R_{\text{ин}}^2, \quad (17.4)$$

где $R_{\text{ин}}$ – расстояние от оси вращения, на котором нужно сосредоточить в одной точке всю массу тела, чтобы получить момент инерции, равный фактическому при распределенной массе. Радиусы инерции простейших тел указываются в справочных таблицах. Моменты инерции роторов и якорей электродвигателей обычно указываются в каталогах.

В большом числе случаев рабочий орган должен иметь относительно небольшую частоту вращения (50–300 об/мин) при высокоскоростном электродвигателе. Изготавливать специальный тихоходный электродвигатель невыгодно. Он будет иметь слишком большие габариты и массу. Рациональнее с тихоходным приводом соединить через редуктор нормальный электродвигатель (750–3000 об/мин).

Но при расчетах сложной системы привода с вращательными или поступательными движениями и различными скоростями отдельных ее элементов целесообразно заменить ее *приведенной системой* – упро-

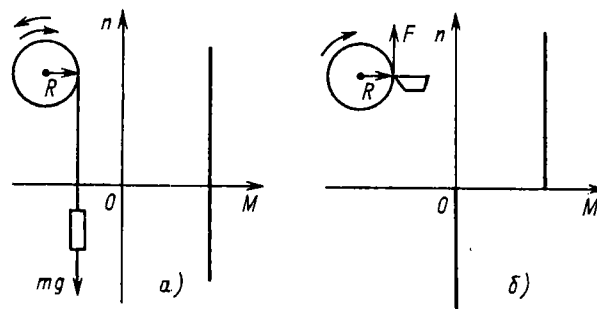


Рис. 17.2

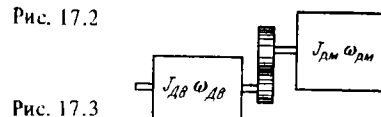


Рис. 17.3

щенной системой, состоящей из одного элемента, вращающегося с частотой электродвигателя. При переходе к приведенной системе от действительной моменты в системе пересчитываются таким образом, чтобы остались неизменными энергетические условия.

Например, пусть двигатель, угловая скорость вала которого $\omega_{\text{дв}}$, соединен через одноступенчатую зубчатую передачу с рабочей машиной (рис. 17.3), угловая скорость которой $\omega_{\text{р.м}}$. Если пренебречь потерями в передаче (они учитываются в приведенной системе), то из условия неизменности мощности следует

$$M_{\text{ст}} \omega_{\text{дв}} = M_{\text{р.м}} \omega_{\text{р.м}}$$

или

$$M_{\text{ст}} = M_{\text{р.м}} \omega_{\text{р.м}} / \omega_{\text{дв}} = M_{\text{р.м}} / k_{\text{пер}}, \quad (17.5)$$

где $M_{\text{ст}}$ — искомый статический момент рабочей машины, приведенный к валу двигателя (т. е. угловой скорости вала двигателя); $M_{\text{р.м}}$ — действительный статический момент рабочей машины на ее валу; $k_{\text{пер}} = \omega_{\text{дв}} / \omega_{\text{р.м}}$ — передаточное число от двигателя к рабочей машине.

Если рабочий орган под действием силы $F_{\text{р.м}}$ выполняет не вращательные, а поступательные движения со скоростью $v_{\text{р.м}}$, то на основании неизменности мощности

$$M_{\text{ст}} \omega_{\text{дв}} = F_{\text{р.м}} v_{\text{р.м}}$$

и, следовательно, искомый приведенный статический момент

$$M_{\text{ст}} = F_{\text{р.м}} v_{\text{р.м}} / \omega_{\text{дв}}. \quad (17.6)$$

В приведенной системе должны быть представлены и приведенные моменты инерции.

Приведенный момент инерции системы — это момент инерции системы, состоящей только из элементов, вращающихся с угловой скоростью вала двигателя $\omega_{\text{дв}}$, но обладающих запасом кинетической энергии, равным запасу кинетической энергии действительной системы. Из условия неизменности кинетической энергии следует, что для системы, состоящей из соединенных через одну зубчатую передачу двигателя и вращающейся с угловой скоростью $\omega_{\text{р.м}}$ рабочей машины, у которой момент инерции $J_{\text{р.м}}$,

$$J_{\text{пр}} \omega_{\text{дв}}^2 / 2 = J_{\text{дв}} \omega_{\text{дв}}^2 / 2 + J_{\text{р.м}} \omega_{\text{р.м}}^2 / 2 \quad (17.7)$$

или искомый приведенный момент инерции системы

$$J_{\text{пр}} = J_{\text{дв}} + J_{\text{р.м}} (\omega_{\text{р.м}} / \omega_{\text{дв}})^2 = J_{\text{дв}} + J_{\text{р.м}} / k_{\text{пер}}^2. \quad (17.8)$$

Таким образом, для сложного привода в уравнении (17.1) подразумевается приведенное значение статического момента инерции. Если известны момент M , выраженный в Н · м, и частота вращения n , об/мин, то соответствующая мощность, кВт,

$$P = Mn/9550, \quad (17.9)$$

где коэффициент $9550 = 60 \cdot 10^3/2$ [Н · м · (об/мин)/кВт].

17.3. ОСНОВНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Длительность работы и ее характер определяют рабочий режим привода. Для электропривода принято различать три основных режима работы: продолжительный, кратковременный и повторно-кратковременный.

Продолжительный режим — это режим работы такой длительности, при которой за время (t) работы двигателя мощностью P температура всех составляющих электроприводустройств достигает установившегося значения (рис. 17.4, а). В качестве примеров механизмов с длительным режимом работы можно назвать центробежные насосы насосных станций, вентиляторы, компрессоры, конвейеры непрерывного транспорта, дымососы, бумагоделательные машины, машины для отделки тканей и т. д.

Кратковременный режим — это такой режим работы, при котором рабочий период относительно краток (рис. 17.4, б) и температура двигателя не успевает достигнуть установившегося значения. Перерыв же в работе исполнительного механизма достаточно велик, так что двигатель успевает охладиться практически до температуры окружающей среды. Такой режим работы характерен для самых различных механизмов кратковременного действия: шлюзов, разводных мостов, подъемных шасси самолетов и многих других.

Повторно-кратковременный режим (рис. 17.4, в) — это такой режим работы, при котором периоды работы T' чередуются с паузами (остановка или холостой ход), причем ни в один из периодов работы температура двигателя не достигает установившегося значения, а во время снятия нагрузки двигатель не успевает охладиться до температуры окружающей среды. Характерной величиной для повторно-кратковременного режима является отношение рабочей части периода

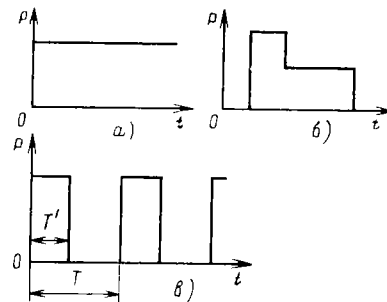


Рис. 17.4

T' ко всему периоду T . Эта величина именуется относительной продолжительностью работы (ПР %) или относительной продолжительностью включения (ПВ %). Примерами механизмов с повторно-кратковременным режимом работы могут служить краны, ряд металлургических станков, прокатные станы, буровые станки в нефтяной промышленности и т. д.

В соответствии с основными режимами работы электропривода различно определяется и номинальная мощность электродвигателя. Условия нагрева и охлаждения двигателя при повторно-кратковременном режиме существенно отличаются от условий работы в продолжительном режиме. Например, условия охлаждения обмотки возбуждения двигателя постоянного тока параллельного возбуждения практически остаются неизменными и при остановке двигателя, а условия охлаждения якоря при остановке сильно ухудшаются. По этой причине двигатель постоянного тока, рассчитанный для продолжительной работы с неизменными условиями охлаждения, при повторно-кратковременном режиме будет использоваться нерационально; при предельно допустимом нагреве обмотки якоря и коллектора обмотка возбуждения будет нагреваться значительно ниже допустимой температуры.

Следовательно, целесообразно для повторно-кратковременного режима конструировать двигатели специальных типов. Руководствуясь этим, электротехническая промышленность изготавливает крановые электродвигатели, рассчитанные на три различных номинальных режима: продолжительный, кратковременный и повторно-кратковременный. Соответствующее указание делается на табличке электродвигателя; под его *номинальной мощностью* следует понимать полезную механическую мощность на валу в течение времени, соответствующего его номинальному режиму, т. е. продолжительному, кратковременному или же повторно-кратковременному при определенной продолжительности включения.

В течение короткого промежутка времени двигатель может развивать мощность значительно большую, чем номинальная. *Мгновенная перегрузочная мощность* двигателя — это наибольшая мощность на валу в течение малого промежутка времени, развиваемая двигателем без каких-либо повреждений.

Мгновенные перегрузочные свойства двигателя обычно характеризуются *коэффициентом перегрузки по моменту* $\lambda_{\text{мом}}$, т. е. отношением максимального кратковременно допустимого перегрузочного момента к номинальному моменту: $\lambda_{\text{мом}} = M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}$. Для большинства двигателей $\lambda_{\text{мом}} \approx 2$ (у специальных электродвигателей $\lambda_{\text{мом}} = 3 \div 4$).

Часто по условиям работы привода важна допустимая перегрузка двигателя не мгновенная, а на определенный, относительно короткий промежуток времени. В соответствии с этим требованием указывается *кратковременная перегрузочная мощность* двигателя — мощность, развиваемая двигателем в течение определенного ограниченного про-

межутка времени (5, 10, 15, 30 мин и т. д.), после чего двигатель должен быть отключен на время, в течение которого он успевает охладиться до температуры окружающей среды. Для одного и того же двигателя соотношения между его продолжительной перегрузочной и кратковременной перегрузочной мощностями зависят от характеристик и конструкции двигателя.

17.4. ВЫБОР МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЯ

Правильный выбор мощности двигателя для привода должен удовлетворять требованиям экономичности, производительности и надежности рабочей машины. Установка двигателя большей мощности, чем это необходимо по условиям привода, вызывает излишние потери энергии при работе машины, обуславливает дополнительные капитальные вложения и увеличение габаритов двигателя. Установка двигателя недостаточной мощности снижает производительность рабочей машины и делает ее работу ненадежной, а сам двигатель в подобных условиях легко может быть поврежден.

Двигатель должен быть выбран так, чтобы его мощность использовалась возможно полнее. Во время работы двигатель должен нагреваться примерно до предельно допустимой температуры, но не выше ее. Кроме того, двигатель должен нормально работать при возможных временных перегрузках и развивать пусковой момент, требуемый для данной рабочей машины. В соответствии с этим мощность двигателя выбирается в большинстве случаев на основании условий нагрева (выбор мощности по нагреву), а затем производится проверка соответствия перегрузочной способности двигателя условиям пуска машины и временным перегрузкам. Иногда (при большой кратковременной перегрузке) приходится выбирать двигатель по требуемой максимальной мощности. В подобных условиях длительная мощность двигателя часто полностью не используется.

А. Выбор мощности двигателя для привода с продолжительным режимом работы. При постоянной или мало изменяющейся нагрузке на валу мощность двигателя должна быть равна мощности нагрузки. Проверки на нагрев и перегрузку во время работы не нужны. Однако необходимо проверить, достаточен ли пусковой момент двигателя для пусковых условий данной машины.

Мощность продолжительной нагрузки ряда хорошо изученных механизмов определяется на основании проверенных практикой теоретических расчетов.

Например, мощность двигателя (в кВт) для вентилятора

$$P = V \Delta p / 1000 \eta_{\text{всн}} \eta_{\text{пер}},$$

где V — количество нагнетаемого или всасываемого воздуха, $\text{м}^3/\text{с}$;
 Δp — перепад, Па; $\eta_{\text{всн}}$ — КПД вентилятора (у крыльчатых венти-

ляторов 0,2–0,35, у центробежных – до 0,8): $\eta_{\text{пер}}$ – КПД передачи от двигателя к вентилятору; произведение $V\Delta p$ представляет собой полезную мощность вентилятора, а 1000 – коэффициент для перевода мощности в киловатты.

Во многих случаях мощность двигателя приводов с продолжительным режимом работы рассчитывается по эмпирическим формулам, проверенным длительной практикой. Для малоизученных приводов продолжительной нагрузки мощность двигателя часто определяется на основании удельного расхода энергии при выпуске продукции или экспериментально путем испытания привода.

Б. Выбор мощности двигателя при кратковременном и повторно-кратковременном режимах работы. При кратковременном, повторно-кратковременном и продолжительном с переменной нагрузкой режимах важно знать закон изменения во времени превышения температуры ϑ двигателя над температурой окружающей среды.

Электрическая машина с точки зрения нагрева представляет собой весьма сложное тело. Тем не менее при расчетах, не требующих большой точности, можно считать электрическую машину однородным телом. Это дает возможность применить к ней упрощенное уравнение нагрева

$$Q_0 dt = C d\vartheta + H \vartheta dt, \quad (17.10)$$

где C – теплоемкость машины; H – ее теплоотдача; Q_0 – теплота, выделяющаяся в машине в единицу времени.

Так как при $t \rightarrow \infty$ изменения температуры нет, т. е. $Q_0 dt = H \vartheta_{\text{max}} dt$ и $\vartheta_{\text{max}} = Q_0/H$, то вместо (17.10) можно записать

$$\vartheta_{\text{max}} dt = \frac{C}{H} d\vartheta + \vartheta dt.$$

Решая это уравнение методом разделения переменных, получаем

$$Ae^{-t/\tau} = \vartheta_{\text{max}} - \vartheta,$$

где $\tau = C/H$ – постоянная времени нагрева машины, определяемая экспериментально.

При $t = 0$ начальное превышение температуры $\vartheta = \vartheta_0$, так что постоянная $A = \vartheta_{\text{max}} - \vartheta_0$, и закон нарастания превышения температуры машины:

$$\vartheta = \vartheta_{\text{max}} - (\vartheta_{\text{max}} - \vartheta_0) e^{-t/\tau}. \quad (17.11)$$

Таким образом, в данном случае, как и при $\vartheta_0 = 0$, превышение температуры возрастает по экспоненциальному закону, стремясь к значению ϑ_{max} . Начальное превышение температуры изменяет лишь скорость изменения температуры, но не характер процесса (рис. 17.5).

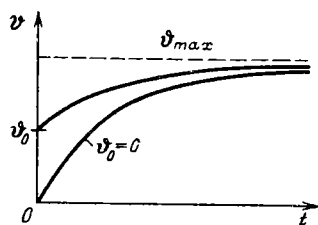


Рис. 17.5

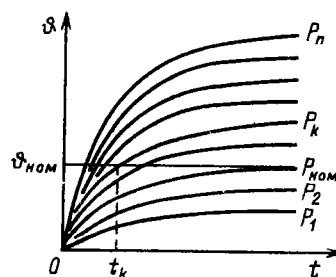


Рис. 17.6

При различных значениях продолжительной нагрузки одной и той же машины зависимости $\vartheta(t)$ различаются лишь ординатами (рис. 17.6). Наибольшее допустимое для данной машины превышение температуры равно $\vartheta_{ном}$. Прямая $\vartheta = \vartheta_{ном}$, параллельная оси абсцисс, пересекает в различных точках кривые $\vartheta(t)$, соответствующие различным значениям мощности нагрузки P_k электродвигателя. Абсцисса точки пересечения определяет тот промежуток времени t_k , в течение которого мощность двигателя может быть временно равна мощности P_k , представляющей собой перегрузку по отношению к его номинальной мощности в продолжительном режиме. График нагрева, асимптотически приближающийся к $\vartheta_{ном}$, соответствует номинальной мощности двигателя $P_{ном}$. При нагрузках, меньших $P_{ном}$, мощность двигателя полностью не используется. Однако если двигатель загружается на относительно короткое время, то по существу он тоже используется не полностью. Целесообразно его кратковременно перегрузить, и чем меньше продолжительность работы, тем больше должна быть эта перегрузка. Предел повышения нагрузки двигателя по мере уменьшения продолжительности включения определяется мгновенной перегрузочной мощностью двигателя, зависящей от его электрических свойств (максимального момента у асинхронного двигателя, условий коммутации у машин постоянного тока и т. п.).

При повторно-кратковременном режиме двигатель попеременно то нагревается, то охлаждается. Изменение его температуры в течение времени каждого цикла зависит при этом от предыдущего теплового состояния. Зависимость нагрева и охлаждения машины от времени в подобных условиях показана на рис. 17.7. Конечное превышение температуры каждой данной части цикла равно начальному превышению температуры для последующей части цикла. Если во время той или иной части цикла наступает значительное изменение условий охлаждения (остановка двигателя или заметное изменение частоты вращения), то изменяется постоянная времени $\tau = C/H$ нагрева двигателя, что должно быть учтено при построении графиков.

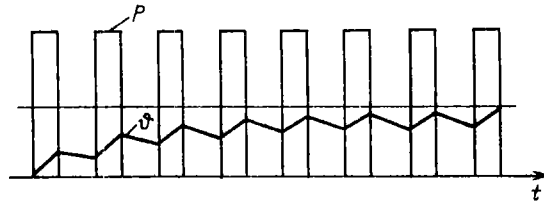


Рис. 17.7

Определение мощности двигателя по условиям нагрева посредством построения графиков нагрева (или соответствующим аналитическим методом) требует значительной затраты времени и не дает точных результатов. Здесь эти построения приведены лишь для того, чтобы наглядно показать картину изменения нагрева двигателя при переменной нагрузке.

В большинстве случаев для выбора мощности двигателя применяются более простые методы, в частности метод эквивалентного тока. В основу этого метода положено допущение, что при переменной нагрузке двигателя его средние потери должны быть равны потерям при продолжительной (номинальной) нагрузке. Как известно, мощность потерь двигателя складывается из постоянных $P_{\text{пост}}$ и переменных $P_{\text{пер}}$ мощностей. Мощность постоянных потерь равна сумме мощности потерь на трение, в магнитопроводе (у асинхронных двигателей и двигателей постоянного тока с параллельным возбуждением), на возбуждение у синхронных двигателей и двигателей с параллельным возбуждением. Мощность переменных потерь можно считать пропорциональной квадрату рабочего тока I двигателя и сопротивлению соответствующей обмотки r , причем приближенно можно считать последнее постоянным. Если ток изменяется в течение отдельных промежутков времени, то за все рабочее время $\Sigma t = T$ суммарные потери энергии в двигателе будут

$$(P_{\text{пост}} + rI_1^2)t_1 + (P_{\text{пост}} + rI_2^2)t_2 + \dots + (P_{\text{пост}} + rI_k^2)t_k + \dots + (P_{\text{пост}} + rI_n^2)t_n.$$

При эквивалентной неизменной нагрузке током $I_{\text{эк}}$ за то же время T потери энергии в двигателе должны быть равны

$$(P_{\text{пост}} + rI_{\text{эк}}^2)T.$$

Нагревание двигателя, обусловленное потерями, в обоих случаях должно быть одинаковым. На этом основании определяем эквивалентный ток:

$$I_{\text{эк}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_k^2 t_k + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_k + \dots + t_n}}. \quad (17.12)$$

Зная эквивалентный ток, номинальное напряжение и номинальный коэффициент мощности, можно определить номинальную мощность двигателя:

$$P_{\text{ном}} \geq U_{\text{ном}} I_{\text{эк}} \cos \phi_{\text{ном}}.$$

Метод эквивалентного тока можно применять лишь при постоянстве мощности потерь в магнитопроводе и на трение, а также сопротивлений обмоток в течение всего рабочего времени. Такому условию, например, не удовлетворяет двигатель с последовательным возбуждением, у которого при изменениях нагрузки сильно изменяются поток и частота вращения (следовательно, мощность потерь в стали магнитопровода и на трение).

В ряде случаев условия нагрузки определяют непосредственно момент, требуемый от двигателя, а не ток. В этих случаях можно пользоваться *методом эквивалентного момента*: у всех электродвигателей вращающий момент пропорционален произведению тока и потока. У двигателей переменного тока можно приближенно считать постоянным коэффициент мощности. Наконец, магнитный поток можно считать практически постоянным у всех двигателей, кроме двигателей с последовательным и смешанным возбуждением. При таких упрощениях можно считать вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = k_{\text{вр}} I,$$

где $k_{\text{вр}}$ — постоянная величина, откуда из (17.12) следует, что

$$M_{\text{вр.эк}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_k^2 t_k + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_k + \dots + t_n}}. \quad (17.13)$$

По эквивалентному моменту и номинальной угловой скорости двигателя $\omega_{\text{ном}}$ рассчитывается номинальная мощность двигателя $P_{\text{ном}} = M_{\text{вр.эк}} \omega_{\text{ном}}$.

Выбрав номинальную мощность двигателя на основании расчета по методу эквивалентного тока или эквивалентного момента, необходимо затем проверить, достаточен ли максимальный момент M_{max} двигателя для того, чтобы удовлетворить требованиям кратковременных перегрузок данного привода; иными словами, должно быть выполнено условие: коэффициент перегрузки двигателя $\lambda_{\text{мом}}$ должен быть больше отношения максимального момента M_{max} нагрузки к номинальному моменту двигателя, т. е.

$$\lambda_{\text{мом}} > M_{\text{max}} / M_{\text{ном}}.$$

17.5. ВЫБОР ВИДА И ТИПА ДВИГАТЕЛЯ

При длительной неизменной нагрузке задача выбора вида двигателя (постоянного тока, асинхронного, синхронного) относительно проста. Для подобного привода, не требующего регулирования скорости, ПУЭ (Правила устройства электроустановок) рекомендуют независимо от мощности применять синхронные двигатели. Эта рекомендация объясняется тем, что современный синхронный двигатель пускается в ход так же, как асинхронный, а его габариты меньше и работа экономичнее, чем асинхронного двигателя той же мощности (выше $\cos \varphi$, больше максимальный момент).

Но если электродвигатель должен работать в условиях регулируемой частоты вращения, частых пусков, выбросов и сбросов нагрузки и т. п., то при выборе вида двигателя необходимо сопоставить условия привода с особенностями механических характеристик различных видов электродвигателей. Принято различать естественную и искусственную механические характеристики двигателя. Первая соответствует номинальным условиям его включения, нормальной схеме соединений и отсутствию каких-либо добавочных элементов в цепях двигателя. Искусственные характеристики получаются при изменении напряжения на двигателе, включении добавочных элементов в цепи двигателя и соединении этих цепей по специальным схемам. На рис. 17.8 сопоставлены уже рассмотренные ранее естественные механические характеристики различных двигателей.

Важным критерием для оценки механических характеристик служит их жесткость:

$$\alpha = \Delta M / \Delta n. \quad (17.14)$$

Жесткость может быть различной для отдельных участков характеристики.

В зависимости от значения жесткости принято делить механические характеристики на абсолютно жесткие, $\Delta n = 0$, $\alpha = \infty$ (синхронные двигатели), жесткие, у которых изменение частоты вращения мало, $\alpha =$

$= 40 \div 10$ (линейная часть характеристики асинхронного двигателя, характеристика двигателя параллельного возбуждения), мягкие с большим изменением частоты вращения, у которых $\alpha \leq 10$ (характеристика двигателя последовательного возбуждения, искусственная характе-

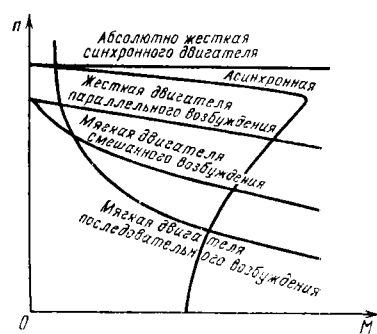


Рис. 17.8

ристика асинхронного двигателя с фазным ротором, искусственная характеристика двигателя постоянного тока параллельного возбуждения).

Требования к жесткости механической характеристики в ряде случаев служат основанием для выбора вида двигателя. Например, для подъемно-транспортных механизмов желательна мягкая характеристика, а для станов холодной прокатки стали нужна очень жесткая характеристика.

При частых пусках и непостоянной нагрузке наиболее надежным и простым в эксплуатации и вместе с тем дешевым является асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором. Двигатель с фазным ротором дороже, его обслуживание сложнее, габариты больше, а $\cos \varphi$ меньше (из-за большего воздушного зазора). Преимущества фазного ротора в отношении пускового момента незначительны по сравнению с короткозамкнутым ротором, имеющим двойное беличье колесо. Поэтому двигатели с контактными кольцами устанавливаются лишь при наличии особых требований к пусковому моменту или к пусковому току (требований, связанных с ограниченной мощностью трансформаторной подстанции и характером их нагрузки). Таким образом, для мощностей до 100 кВт при нерегулируемом приводе наиболее распространен асинхронный короткозамкнутый двигатель. При больших мощностях, если невозможно применить короткозамкнутый асинхронный двигатель, устанавливается асинхронный двигатель с фазным ротором.

В недалеком прошлом для регулирования частоты вращения асинхронных двигателей применялись широко только два существенно несовершенных метода: включение резисторов в цепи ротора и переключение числа пар полюсов обмотки статора. Но первый метод экономически оправдан лишь при узких пределах регулирования и постоянстве момента на валу двигателя, а второй обеспечивает лишь ступенчатое регулирование и практически применяется для металлорежущих станков при небольших мощностях.

В настоящее время положение существенно изменилось благодаря внедрению силовых полупроводниковых преобразователей. Они дают возможность преобразовывать частоту переменного тока, что позволяет плавно и в широких пределах регулировать угловую скорость вращающегося магнитного поля, а следовательно, экономично и плавно регулировать частоту вращения асинхронных и синхронных двигателей. Двигатель постоянного тока стоит значительно дороже, требует большего ухода и изнашивается быстрее, чем двигатель переменного тока. Тем не менее в ряде случаев предпочтение отдается двигателю постоянного тока, позволяющему простыми средствами изменять частоту вращения электропривода в широких пределах (3 : 1, 4 : 1 и более).

В качестве примеров приводов, для которых рекомендуется постоянный ток, назовем следующие: в металлургической промышленности —

реверсивные прокатные станы, регулируемые нереверсивные станы при многодвигательном приводе, вспомогательные механизмы повторно-кратковременного режима работы, доменные подъемники; в металлообрабатывающей промышленности — токарные специальные станки.

Конструкцию (тип) двигателя выбирают в зависимости от условий окружающей среды. Приходится учитывать необходимость защиты среды от возможных искрообразований в двигателе (при наличии горючей пыли, взрывоопасных смесей и т. п.), а также самих двигателей от попадания в них влаги, пыли, агрессивных химических веществ из окружающей среды.

Различают несколько основных типов конструкции двигателей.

Двигатели открытого типа с большими вентиляционными отверстиями в подшипниковых щитах и станине для лучших условий охлаждения целесообразно применять в немногих случаях: приходится считаться с легкостью засорения такого двигателя в производственных условиях и опасностью поражения током обслуживающего персонала при прикосновении к открытым токоведущим частям.

Двигатели защищенного типа имеют вентиляционные отверстия, которые закрыты решетками, защищающими двигатель от попадания внутрь капель дождя, посторонних частиц, опилок и т. п., но не пыли. Такие двигатели могут устанавливаться на открытом воздухе.

Двигатели закрытого типа устанавливаются в запыленных помещениях при наличии в воздухе паров едких испарений и т. п. Для улучшения охлаждения таких двигателей применяется продувание охлаждающего воздуха. Последний подводится и отводится по специальным воздухопроводам. В сырых помещениях применяются защищенные двигатели со специальной влагостойкой изоляцией. Во взрывоопасных помещениях, содержащих горючие газы или пары, устанавливаются взрывозащищенные двигатели.

17.6. УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Управление электроприводами заключается в осуществлении пуска, регулировании скорости, торможения, реверсирования, а также в поддержании режимов работы привода в соответствии с требованиями технологического процесса.

Для управления электроприводами служат релейно-контакторные аппараты, датчики состояния электропривода, управляющие ЭВМ, встроенные микропроцессорные системы, преобразователи и т. п.

Различают разомкнутые и замкнутые (см. рис. 17.1) системы управления. Разомкнутые системы не содержат обратных связей и поэтому возмущающее воздействие (например, нагрузка на валу двигателя) приводит к изменению режима работы привода. В замкнутых системах заданный режим работы привода не зависит от возмущающих воздействий и поддерживается автоматически благодаря наличию обратных связей.

Ограничимся здесь описанием принципов управления в разомкнутых системах.

В приводах с нерегулируемым или ступенчато регулируемым режимом работы применяется управление на основе релейно-контакторной аппаратуры (см. рис. 16.14), в более сложных — на основе управляемых тиристорных преобразователей.

А. Электропривод переменного тока. Для регулирования частоты вращения асинхронного двигателя тиристоры включаются в цепь статора или ротора. В первом случае можно регулировать амплитуду (фазное регулирование) или частоту (частотное регулирование) напряжения на обмотках статора и, следовательно, вращающий момент на валу двигателя [см. (14.35)]. Во втором случае можно изменять активное сопротивление цепи ротора и таким образом (см. рис. 14.27) регулировать его частоту вращения.

На рис. 17.9 приведена схема преобразователя (регулятора) переменного напряжения на обмотках статора асинхронного двигателя с двумя встречно-параллельными тиристорами в каждой фазе. Система управления СУ синхронно открывает тиристоры в порядке чередования фаз. Изменяя момент времени включения тириستоров (см. рис. 10.42), можно регулировать амплитуду напряжения основной гармоники. Выключение тиристоров осуществляется автоматически при изменении полярности напряжения соответствующей фазы. Такой режим называется *естественной коммутацией*.

Искусственной коммутацией называется выключение тиристора при подключении к его выводам какого-либо источника энергии, создающего в нем ток обратного направления. Применение искусственной коммутации рассматривалось ранее в автономных инверторах (см. рис. 10.53 и 10.55). Примером применения искусственной коммутации в электроприводе может служить управление током в цепи фазного

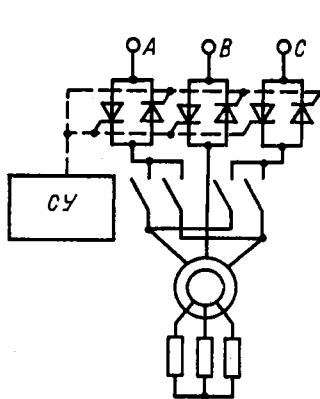


Рис. 17.9

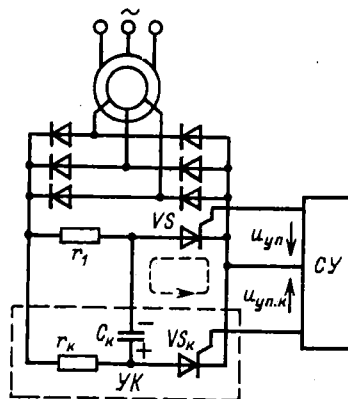


Рис. 17.10

ротора асинхронного двигателя (рис. 17.10). Рабочий тиристор VS замыкает через резистор r_1 цепь выпрямленного при помощи трехфазной мостовой схемы (см. рис. 10.40) тока ротора. Узел искусственной коммутации $УК$, обведенный на рисунке штриховой линией, содержит вспомогательный тиристор VS_K , резистор r_K и конденсатор C_K .

Пусть первоначально рабочий тиристор VS открыт, а вспомогательный VS_K закрыт. В это время конденсатор C_K заряжается через резистор r_K (полярность зарядки показана на рис. 17.10). Подадим теперь на вспомогательный тиристор VS_K отпирающий его импульс напряжения $u_{уп.к}$ от системы управления $СУ$. Вспомогательный тиристор откроется и конденсатор начнет разряжаться через него и рабочий тиристор (контур цепи, разрядки, отмеченный на рисунке штриховой линией). При этом ток разрядки конденсатора направлен навстречу прямому току рабочего тиристора и последний выключается. После этого конденсатор перезаряжается (заряд обратной полярности) через резистор r_1 и открытый вспомогательный тиристор.

Чтобы вновь включить рабочий тиристор, на него необходимо подать импульс напряжения $u_{уп}$ от системы управления. При этом конденсатор своим током разрядки выключает вспомогательный тиристор, тот же контур разрядки, но ток обратного направления, а конденсатор еще раз перезаряжается (возвращается полярность, показанная на рисунке).

Следующий цикл начинается с подачи импульса напряжения $u_{уп.к}$ от системы управления на вспомогательный тиристор.

Эквивалентное сопротивление цепи ротора зависит от отношения интервалов времени открытого и закрытого состояний рабочего тиристора. Изменяя это отношение, можно регулировать среднее значение тока ротора и, следовательно, момент, развиваемый асинхронным двигателем.

Одним из перспективных способов регулирования частоты вращения асинхронных двигателей является *изменение частоты* напряжения на обмотках статора. Для этой цели широко применяются *автономные инверторы* на основе тириستоров, т. е. устройства преобразования постоянного напряжения в переменное с любым числом фаз. Например, управление частотой вращения двухфазных (см. рис. 14.34) и однофазных (см. рис. 14.36) асинхронных двигателей возможно на основе однофазного автономного инвертора по схеме на рис. 10.55.

Инвертирование постоянного напряжения в трехфазную или многофазную систему напряжений осуществляется аналогично. Обычно в инверторе вместо источника с постоянной ЭДС E используются выпрямленное напряжение сети переменного тока. Применение для этой цели управляемого выпрямителя (см. рис. 10.48) дает дополнительные возможности управления асинхронным двигателем.

Устройства, содержащие и управляемые выпрямители, и инверторы, принято называть *тиристорными преобразователями*. Иногда в

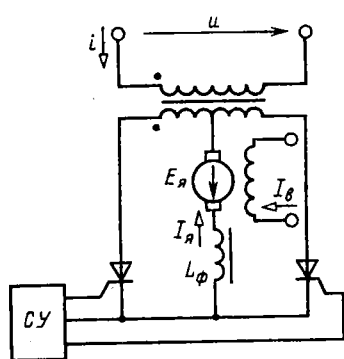


Рис. 17.11

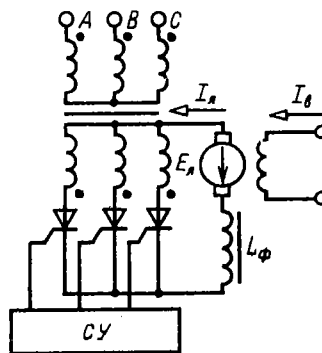


Рис. 17.12

электроприводе применяются и более сложные тиристорные преобразователи, например выпрямитель – инвертор – выпрямитель.

Применение различных способов управления позволяет плавно и экономично регулировать частоту вращения асинхронных двигателей в диапазоне до 50 : 1 и выше.

Б. Электропривод постоянного тока. Если необходимо регулировать частоту вращения двигателя постоянного тока и получить специальные характеристики, то в настоящее время широко применяются тиристорные преобразователи для подключения двигателя к сети переменного тока.

Схема подключения двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (см. рис. 13.7) к сети с однофазным синусоидальным напряжением $u = U_m \sin \omega t$ (рис. 17.11) полностью аналогична рассмотренной выше схеме зарядки аккумулятора (см. рис. 10.51).

Пренебрегая сопротивлением цепи якоря, полагая индуктивность сглаживающего фильтра $L_\phi \rightarrow \infty$ и учитывая регулировочную характеристику управляемого выпрямителя (10.15), определим постоянную ЭДС якоря:

$$E_{\text{я}} = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha,$$

где α – угол управления включением тиристоров.

Изменяя угол α при помощи системы управления СУ, можно изменять ЭДС якоря, а следовательно, его частоту вращения [см. (13.1)] при постоянном токе возбуждения $I_{\text{в}}$.

Одна из простейших схем включения двигателя постоянного тока с независимым возбуждением в трехфазную сеть приведена на рис. 17.12. Система управления включает тиристоры в порядке чередования фаз.

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРОБЕЗОПАСНОСТЬ

18.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Производительность труда во многих областях человеческой деятельности в значительной степени определяется его электровооруженностью. При постоянном росте электровооруженности труда важное значение приобретают вопросы электробезопасности как в производственных, так и в бытовых условиях. Статистика показывает, что среди смертельных несчастных случаев на долю электротравм приходится в среднем по стране около 12%, а в отдельных отраслях — до 30%, хотя число всех электротравм относительно общего числа несчастных случаев сравнительно невелико — до 3%.

Человек начинает ощущать действие тока, начиная с 0,6–1,5 мА, а при токе 10–15 мА не может самостоятельно разорвать цепь поражающего его тока. Ток 50–60 мА поражает органы дыхания и сердечно-сосудистую систему.

При напряжениях до 250–300 В постоянный ток безопаснее переменного тока частотой 50 Гц. В диапазоне напряжений 400–600 В опасность постоянного и переменного токов практически одинакова, а при напряжении более 600 В постоянный ток опаснее переменного.

18.2. ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ЭЛЕКТРОЗАЩИТЫ

Различают технические средства защиты при напряжениях до 1000 и больше 1000 В. Здесь рассмотрены типовые технические средства защиты при напряжении до 1000 В.

Чаще всего электротравмы возникают при случайных прикосновениях к токоведущим частям, находящимся под напряжением, или к металлическим конструктивным частям электрооборудования (корпус, кожух и т. п.) при повреждении электроизоляции.

Цепи переменного тока промышленной частоты делятся на трехфазные с изолированной и с глухозаземленной нейтралью источника. В обоих случаях возможны трех- и четырехпроводные сети.

Наименьшую электроопасность имеет трехфазная сеть с изолированной нейтралью. Прикосновение к одной фазе, например к фазе *A*, вызывает ток *i* в теле человека через емкости фаз *B* и *C* относительно земли в трехпроводной сети (рис. 18.1, *a*), а также нейтрального провода *N* в четырехпроводной сети (рис. 18.1, *б*). Для сетей небольшой протяженности емкостное сопротивление проводов сети относительно земли велико и ток в теле человека не вызывает его поражения. При расчетах сопротивление тела человека принимают равным 1000 Ом.

То же происходит, если человек прикасается к изолированным от земли корпусам электрооборудования при повреждении электроизоля-

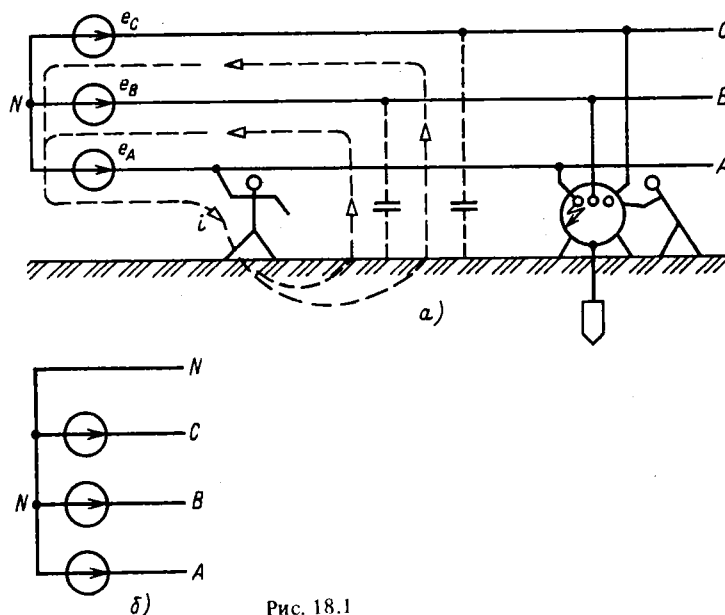


Рис. 18.1

ции одной из фаз. Чтобы уменьшить ток в теле человека в этом случае, применяют защитные заземления корпусов электрооборудования (рис. 18.1, а). Тело человека, прикоснувшегося к корпусу, и защитное заземление включены параллельно, но сопротивление последнего значительно меньше (4–40 Ом).

Недостатком трехфазной сети с изолированной нейтралью является возможность длительного аварийного замыкания на корпус или землю одной из фаз, например при обрыве провода, без отключения поврежденного участка. При замыкании фазы на землю ток в земле создает опасность для человека, на которого действует напряжение на расстоянии его шага (шаговое напряжение).

В протяженных трехфазных сетях с изолированной нейтралью ток короткого замыкания фазы на землю велик и необходимо быстрое отключение аварийного участка. Для этой цели применяются трехфазные сети с глухозаземленной нейтралью источника и защитное заземление (рис. 18.2) или защитное зануление (рис. 18.3) корпусов электрооборудования. В обоих случаях значительный ток короткого замыкания i_k приводит к четкому срабатыванию средств защиты и отключения аварийного участка. Защитное зануление, т. е. преднамеренное электрическое соединение с нулевым защитным проводом металлических нетоковедущих частей электрооборудования, предпочтительнее там, где сопротивление защитного заземления относительно велико.

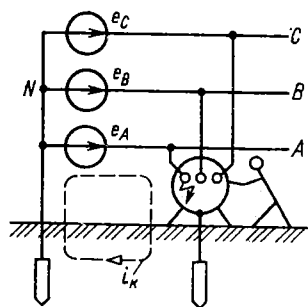


Рис. 18.2

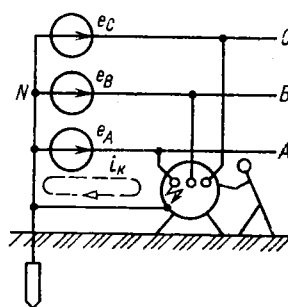


Рис. 18.3

В четырехпроводной системе нейтральный провод подключается к глухозаземленной нейтрали трехфазного источника.

Для уменьшения вероятности поражения током применяются также индивидуальные средства защиты (резиновые перчатки, изоляционные коврики и т. п.), ограждения, блокировки и т. д., вывешиваются предупредительные плакаты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Атабеков Г. И. Теоретические основы электротехники. Ч. 1. Линейные электрические цепи. М.: Энергия, 1978. 592 с.
2. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. В 2-х томах. М.: Высшая школа, 1978. 528, 231 с.
3. Основы теории цепей/ Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов. М.: Энергия, 1975. 752 с.
4. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. В 2-х томах. Л.: Энергия, 1981. 536, 416 с.
5. Теоретические основы электротехники. В 2-х томах/ Под ред. П. А. Ионкина. М.: Высшая школа, 1976. 544, 383 с.
6. Электрические измерения/ Под ред. А. В. Фремке. М.: Энергия, 1980. 424 с.
7. Электрические измерения/ Под ред. Е. Г. Шрамкова. Л.: Энергия, 1973. 520 с.
8. Вольдек А. И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978. 840 с.
9. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980. 928 с.
10. Чимехин М. Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода. М.: Энергоиздат, 1981. 576 с.
11. Чунихин А. А. Электрические аппараты. М.: Энергоатомиздат, 1988. 720 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ¹

А

Автоматический воздушный выключа-
 тель (автомат) 261*
 — — — напряжения 262*
 — — — обратной мощности 263
 — — — тока 261*
 Автоматическое смещение 48*
 Автотрансформатор 223
 — поворотный 230*
 Ампер 7
 Амперметр 119*
 Амплитуда 48
 — комплексная 51
 Анод 96*
 Анодный вывод 9*, 20*
 Асинхронный двигатель двухфазный
 226*
 — — однофазный 227*
 — — с расщепленными полюсами 229*
 — — трехфазный 183*
 — — пуск синхронного двигателя 217*
 Астатическое устройство 118*

Б

База транзистора 11*
 Баланс мощностей 35, 86
 Барабанный якорь 150*
 Беличье колесо 185*
 — — двойное 220*

В

Ватт 34, 85
 Ваттметр 75
 — трехфазный 117
 Вебер 41
 Вектор вращающийся 50
 — исходный 52
 — комплексного значения 52
 Векторная диаграмма 52
 — — асинхронного двигателя 197*
 — — круговая 99
 — — потенциальная 98
 — — синхронного генератора 238*
 — — синхронного двигателя 249*
 — — однофазного трансформатора 206
 Ветвь схемы 6
 Водородное охлаждение 241*
 Возбудитель 234*
 Возбуждение машин постоянного тока
 144*

Вольт 8
 Вращающееся магнитное поле 193*
 — — — статора 187*
 — — — ротора 192*
 Выдержка времени 267*
 Выключатель воздушный 265*
 — концевой 275*
 — масляный 264*
 — путевой 275*

Г

Гальванометр 110*, 115*
 Гармоника основная 124
 Гармоники высшие 124
 Генри 41
 Гидроагрегат 235*
 Гидрогенератор 235*
 Глубокий ввод 276*
 Групповой щиток 259*

Д

Двухполюсник активный 31
 — — безынерционный 159
 — — инерционный 159
 — — пассивный 159
 Действующее значение 48, 126
 Джоуль 34
 Диод полупроводниковый 9*
 — — электровакуумный 96*
 Добротность контура 90
 Дутье воздушное 265*
 — — магнитное 271*
 — — масляное 265*

Е

Емкость конденсатора 43

Ж

Жесткость механических характери-
 стик 288*

З

Закон Ома 9
 — — в комплексной форме 54, 55, 57
 — — обобщенный 17
 — — полного тока 169
 — — электромагнитной индукции 40
 — — — в комплексной форме 56

¹ Номера страниц, отмеченные звездочкой, относятся ко второй книге учебника.

Закон Кирхгофа 15
 -- в комплексной форме 57
 -- коммутации 134
 Запас устойчивости 244*
 Запуск асинхронный 83*
 -- синхронный 84*
 Заряд неосновной 5*
 -- основной 5*
 -- свободный 42
 -- связанный 43
 Значение синусоидальной величины
 действующее 48
 -- комплексное 52
 -- максимальное 48
 -- мгновенное 38
 -- среднее 48

И

Изменение напряжения генератора по-
 стоянного тока 163*
 -- трансформатора 213
 Измерительные клещи 236
 Измерительный механизм 113*
 -- магнитоэлектрический 113*
 -- электродинамический 118*
 -- электромагнитный 116*
 Инвертор 36*
 Индуктивность взаимная 95
 -- рассеяния 183
 -- собственная 39
 Индукция 170
 -- остаточная 172
 Ионизация 99*
 Источник электрической энергии 11
 -- зависимый 15
 -- тока 14, 47
 -- ЭДС (напряжения) 13, 47

К

Катод 96*
 Катодный вывод 9*, 20*
 Катушечная группа 183*
 Кенотрон 97*
 Классы точности 107*
 Колебательный контур 88
 Коллектор 145*
 -- транзистора 11*
 Коммутация 157*
 -- естественная 37*
 -- искусственная 41*
 -- ускоренная 161*
 Комплексное значение 52
 Конденсатор 42
 Контакт 271*

298

Контроллер 272*
 Контур 6
 -- независимый 17
 Корректор 110*
 Кбэрцитивная сила 172
 Коэффициент затухания 145
 -- мощности 75
 -- обмоточный 195*
 -- перегрузки 282*
 -- передачи напряжения 103
 -- передачи тока 103
 -- полезного действия 215, 175*,
 206*, 240*
 -- прямоугольности 172
 -- температурный 9
 -- трансформации 202, 202*
 -- усиления мощности 49*, 53*, 68*
 -- напряжения 48*, 53*, 57*, 61*, 62*
 -- тока 49*, 53*
 Кратность тока 217*
 Кривая намагничивания первоначаль-
 ного 172
 -- основная 173
 Критическое скольжение 210*
 Круговой огонь 161*

Л

Лобовые соединения 195*
 Логометр 122*

М

Магнитная индукция 170
 -- остаточная 172
 -- постоянная
 Материалы магнитно-мягкие 172
 -- магнитно-твердые 172
 Магнитный поток 39
 -- главный 144*
 -- пускатель 271*
 Магнитодвижущая сила (МДС) 169
 Магнит постоянный 178
 Магнитопровод 168
 Максимальный момент асинхронного
 двигателя 210*
 Мегаомметр 124*
 Момент вращающий 171*, 176*, 207*
 -- динамический 278*
 -- инерции 279*, 280*
 -- статический 278*, 171*
 -- приведенный 280*
 -- тормозной 171*
 -- электромагнитный 153*
 Метод двух ваттметров 115
 -- классический 133

Метод комплексный 61
 -- контурных токов 26
 -- нагрузочной характеристики 160
 -- наложения 29
 -- преобразования 21
 -- узловых потенциалов 24
 -- эквивалентного источника 31
 -- -- момента 287*
 -- -- тока 286*
 -- электрических измерений дифференциальный 106*
 -- -- -- непосредственного отсчета 105*
 -- -- -- нулевой 106*
 Многофазные системы 104
 Мост переменного тока 131*
 -- постоянного тока 130*
 Мощность активная 71, 75
 -- комплексная 77
 -- механическая 175*
 -- мгновенная 71, 72, 73, 74
 -- номинальная 76, 282*, 240*
 -- переменных потерь 214*
 -- полная 76
 -- постоянных потерь 214*
 -- потерь на вихревые токи 175*
 -- -- -- гистерезис 175*
 -- реактивная 76
 -- -- емкостная 73
 -- -- индуктивная 72*
 Н
 Нагрузка 163*
 -- на валу динамическая 278*
 -- -- -- статическая 278*
 Напряжение 7
 -- активное 69
 -- зажигания 101*
 -- короткого замыкания трансформатора 212
 -- линейное 108
 -- магнитное 170
 -- междуузловое 26
 -- приведенное 202
 -- реактивное 69
 -- свободное 133
 -- смещения нейтрали 119
 -- установившееся 133
 -- фазное 107
 Напряженность магнитного поля 170
 -- электрического поля 11, 42
 Насыщение техническое 171
 Начальные условия 135
 Независимые уравнения 17
 Нейтраль геометрическая 153*
 -- физическая 153*

Нейтральная точка 107
 -- -- искусственная 114
 Нуль-индикатор 106*

О

Обмотка возбуждения 146*
 -- волновая (последовательная) 150*
 -- вторичная 197
 -- компенсационная 157*
 -- первичная 197
 -- петлевая (параллельная) 150*
 -- стабилизирующая 172*
 -- фазная 183*
 Обмотки машин переменного тока 183*, 184*, 185*, 234*
 -- -- постоянного тока 146*, 159*
 -- трансформаторов 226
 Обратная связь 60*
 Окраска фаз 257*
 Ом 9
 Охлаждение электрических машин и трансформаторов 240*, 229

П

Падение напряжения 13, 68, 206
 Паз 145*, 183*
 Параллельная работа генераторов постоянного тока 168*
 -- -- синхронных генераторов 241*
 -- -- трансформаторов 221
 Параллельное возбуждение 146*
 -- соединение 77
 Параметры диода 9*
 -- транзистора 11*, 14*
 -- тиристора 20*
 Пентод 99*
 Переключение со звезды на треугольник 220*
 -- числа полюсов асинхронной машины 223*
 Период 46, 124
 -- коммутации 158*
 Петля гистерезиса 172
 -- -- динамическая 190
 -- -- статическая 172
 Погрешность абсолютная 106*
 -- дополнительная 107*
 -- напряжения 231
 -- основная 107*
 -- относительная 106*
 -- приведенная 107*
 -- тока 234
 -- угловая 234

Поле магнитное главное 153*
 — — реакции поперечное 154*
 — — — продольное 154*
 Положительное направление токов и на-
 пряжений 7, 53
 Полупроводники 3*
 Полюс главный 144*
 Полюсное деление 150*
 Полюсный наконечник 144*
 Постоянная времени 137, 138
 — магнитная 170
 — прибора 115*
 — составляющая 124
 — счетчика 125*
 — электрическая 42
 Потенциальный барьер 6*
 Потери переменные 216
 — постоянные 160
 Потокосцепление 39
 — полное 95
 — собственное 39
 — рассеяния 200, 195*, 238*
 Правило буравчика 40, 46, 169
 — Ленца 41, 112*
 Предохранитель плавкий 258*
 — трубчатый 259*
 Принцип взаимности 29
 — компенсации 30
 — наложения 29
 Пробой лавинный 5*
 — тепловой 5*
 Проводимость 9, 66
 — активная 79
 — взаимная 19, 29
 — емкостная 56
 — индуктивная 55
 — комплексная 66
 — магнитная 182
 — полная 78
 — реактивная 79
 — собственная 19, 29
 — удельная 9
 Проницаемость диэлектрическая абсо-
 лютная 43
 — — относительная 43
 — магнитная абсолютная 173
 — — относительная 172
 Процесс аperiодический 147
 — колебательный 145
 — переходный 132
 — свободный 133
 — установившийся 133

Р

Разность потенциалов 7
 Разъединитель 263*

300

Реакция якоря 154*
 Режим активный транзистора 11*
 — генератора 175*, 186*, 236*
 — двигателя 175*, 186*, 236
 — инверсный транзистора 11*
 — кратковременный 281*
 — короткого замыкания 209*
 — маяго сигнала 164, 47
 — насыщения транзистора 11*
 — номинальный 207*
 — отсечки транзистора 11*
 — повторно-кратковременный 281*
 — покоя 46*, 162
 — продолжительный 281*
 — рабочий 207*
 — установившийся 133
 — холостого хода 207*
 — электромагнитного тормоза 175*, 186*
 Резистор 9
 — добавочный 115*
 Резонанс напряжений 88
 — токов 92
 Реле 266
 — вторичное 269*
 — дифференциальное 267*
 — максимальное 267*
 — минимальное 267*
 — первичное 268*
 — промежуточное 270*
 Реостат 9
 — пусковой 185*
 Ротор короткозамкнутый 185*
 — фазный 185*
 — явнополюсный 234*

С

Самовозбуждение 164*
 Световой указатель 110*
 Секция обмотки 150*, 184*
 Селективность 267*
 Сетка управляющая 98*
 — экранирующая 98*
 Сила магнитодвижущая (МДС) 169
 — противозлектродвижущая 152*
 — сторонняя 11
 — электродвижущая (ЭДС) 12
 — электромеханическая 181
 Сименс 9
 Скольжение 186*
 — критическое 210*
 Смещение нейтрали
 Сопротивление 9
 — активное 68, 69
 — взаимной индуктивности 97
 — внутреннее 12
 — входное 14*, 16*, 48*, 52*, 58*

Соппротивление выходное 14*, 16*, 48*, 53*, 58*

- дифференциальное 159
- емкостное 56
- индуктивное 55
- комплексное 66, 69
- короткого замыкания трансформатора 211
- линейное 11
- магнитное 176
- нелинейное 11
- переходное 257*
- полное 67
- приведенное 202
- реактивное 68, 69
- синхронное реактивное 238*
- статическое 159
- удельное 9
- характеристическое 90

Станина 145

Статор 185

Схема 5

- замещения 6
- звезда 22
- принципиальная 6
- треугольник 23

Т

Тесла 170

Тетрод 98*

Тиратрон 100*

Ток 7

- активный 81
- вихревой 191
- диффузии
- комплексный
- контурный 27
- линейный 108
- намагничивающий 201
- приведенный 202
- проводимости 5*
- реактивный 81
- установившийся 133
- фазный 108
- холостого хода 201

Торможение динамическое 176*

- противовключением 176*, 216*

Трансформатор 196

- броневой 226
- идеализированный 200
- идеальный 203
- напряжения 230
- однофазный 199
- с нулевым выводом 24*, 31*
- стержневой 226
- тока 232

Трансформатор трехфазный 216

Трансформаторная группа 217

Треугольник короткого замыкания 211

- мощностей 76
- напряжений 70
- проводимостей 79
- сопротивлений 69
- токов 81

Трехфазная система 104

- – несвязанная 110
- – несимметричная 119
- – связанная 110
- – симметричная 107

Триод 98*

Турбоагрегат 235*

Турбогенератор 235*

У

Угол опережения 39*

- – потерь 189
- управления 32*, 36*
- электрический 194*

Угловая скорость 46, 148*

- – частота 48
- – собственная 145

Узел 6

Успокоитель 112*

Ф

Фаза начальная 46, 47

- цепи 104

Фазный множитель 106

Фазорегулятор 232*

Фарад 43

Феррорезонанс напряжений 195

- токов 196

Феррорезонансный стабилизатор 196

Фильтр электрический 128

Фотоэлектронный умножитель 103*

Фотоэлемент 102*

Х

Характеристика амплитудно-частотная 103

- вебер-амперная 41
- внешняя 12, 213, 34*, 163*, 165*
- вольт-амперная 11, 12
- естественная двигателя 288*, 172*, 177*
- искусственная двигателя 288*, 173*, 178*
- кулон-вольтная 44
- коллекторная транзистора 12*

Характеристика нагрузочная 160
– механическая двигателя 172*, 176*,
179*, 212*
– угловая синхронной машины 243*,
250*
– универсальная машины 175*, 216*
– регулировочная выпрямителя 34*
– фазо-частотная 103
– электромеханическая двигателя 172*,
176*
Холостой ход 175, 162*
– – идеальный 173*

Ц

Цена деления 115*
Цепь дифференцирующая 138
– измерительная 113*
– интегрирующая 137
– магнитная 168
– неразветвленная 65, 175
– электрическая 5

Ч

Частота 46
– вращения 192*
– резонансная 89
– скольжения 197*
– угловая 48
Чередование (последовательность) фаз
105
Чувствительность 267*

Ш

Шаг обмотки 184*
Шины 256*
Шунт 115*

Щ

Щетки 145*

Э

Электродвижущая сила (ЭДС) 12
– – взаимной индукции 96
– – коммутационная 160*
– – реактивная 160*
– – самоиндукции 40
– – трансформаторная 184
– – эквивалентная 33, 35
Электромагнит 180
– электромагнитная индукция 40
Элемент активный 47
– гальванический 11
– емкостный 44
– индуктивный 41
– нормальный 133*
– пассивный 47
– резистивный 11
Эмиссия термоэлектронная 96*
– электронная 96*
– – вторичная 96*
Эмиттер 11*
Энергетическая диаграмма асинхронно-
го двигателя 206*
– – двигателя постоянного тока 175
– – синхронного генератора 240*
– – трансформатора
Энергия магнитного поля 42
– электрического поля 45

Я

Якорь 145*

О Г Л А В Л Е Н И Е

Глава десятая. Полупроводниковые приборы и устройства	3
10.1. Общие сведения о полупроводниках	3
10.2. Контактные явления в полупроводниках	5
10.3. Полупроводниковые диоды.	9
10.4. Биполярные транзисторы	11
10.5. Полевые транзисторы	14
10.6. Тиристоры	20
10.7. Полупроводниковые резисторы, конденсаторы, оптоэлектронные приборы.	22
10.8. Классификация полупроводниковых устройств	23
10.9. Неуправляемые выпрямители	24
10.10. Управляемые выпрямители	31
10.11. Инверторы	36
10.12. Преобразователи напряжения и частоты	43
10.13. Классификация усилителей	45
10.14. Усилительные каскады на биполярных транзисторах	46
10.15. Усилительные каскады на полевых транзисторах.	52
10.16. Дифференциальный усилитель	54
10.17. Операционные усилители	58
10.18. Обратная связь в усилителях	60
10.19. Усилитель мощности	67
10.20. Генераторы синусоидальных колебаний	70
10.21. Классификация импульсных и цифровых устройств.	72
10.22. Логические элементы.	74
10.23. Импульсные устройства с временно устойчивыми состояниями	78
10.24. Импульсные устройства с устойчивыми состояниями. Триггеры	83
10.25. Логические автоматы с памятью.	87
10.26. Логические автоматы без памяти	89
10.27. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи	90
10.28. Оптоэлектронные устройства.	91
10.29. Программируемые устройства. Микропроцессоры.	92
Глава одиннадцатая. Электровакуумные приборы и устройства	96
11.1. Общие сведения об электровакуумных электронных приборах.	96
11.2. Электровакуумные электронные лампы и индикаторы.	96
11.3. Общие сведения об электровакуумных газоразрядных приборах	99
11.4. Приборы дугового разряда	100
11.5. Приборы тлеющего разряда.	101
11.6. Электровакуумные фотоэлектронные приборы	102
Глава двенадцатая. Электрические измерения	104
12.1. Общие сведения	104
12.2. Меры, измерительные приборы и методы измерения	105
12.3. Погрешности измерения и классы точности	106

12.4. Потребление энергии электроизмерительными приборами	109
12.5. Механические узлы показывающих приборов	110
12.6. Системы показывающих приборов	113
12.7. Логометры	122
12.8. Счетчики электрической энергии	124
12.9. Мостовой метод измерения	130
12.10. Компенсационный метод измерения	133
12.11. Электронные измерительные приборы. Электронный вольтметр	134
12.12. Цифровые измерительные приборы. Цифровой вольтметр	136
12.13. Регистрирующие приборы и устройства	137
12.14. Измерительные системы	141
12.15. Преобразователи неэлектрических величин	142
<i>Глава тринадцатая. Машины постоянного тока</i>	<i>143</i>
13.1. Общие сведения	143
13.2. Устройство машины постоянного тока	144
13.3. Режимы работы машины постоянного тока	145
13.4. Анализ работы щеточного токосъема	147
13.5. Обмотки барабанного якоря	150
13.6. Электродвижущая сила и электромагнитный момент машин по- стоянного тока	151
13.7. Реакция якоря	153
13.8. Коммутация в машинах постоянного тока	157
13.9. Генератор с независимым возбуждением	161
13.10. Генератор с параллельным возбуждением	164
13.11. Генераторы с последовательным и смешанным возбуждением	167
13.12. Параллельная работа генераторов с параллельным возбуждением	168
13.13. Двигатель с параллельным возбуждением	170
13.14. Двигатель с последовательным возбуждением	176
13.15. Двигатель со смешанным возбуждением	178
13.16. Коллекторные машины переменного тока	179
<i>Глава четырнадцатая. Асинхронные машины</i>	<i>183</i>
14.1. Общие сведения	183
14.2. Устройство трехфазной асинхронной машины	183
14.3. Режимы работы трехфазной асинхронной машины	186
14.4. Вращающееся магнитное поле статора асинхронного двигателя	187
14.5. Вращающееся магнитное поле ротора и рабочее вращающееся маг- нитное поле асинхронного двигателя	192
14.6. Уравнение электрического состояния фазы статора асинхронного двигателя	194
14.7. Уравнение электрического состояния фазы ротора асинхронного двигателя	197
14.8. Баланс магнитодвижущих сил в асинхронном двигателе	199
14.9. Схема замещения фазы асинхронного двигателя	200
14.10. Векторная диаграмма фазы асинхронного двигателя	204
14.11. Энергетический баланс асинхронного двигателя	205
14.12. Вращающий момент асинхронного двигателя	207
14.13. Механическая характеристика асинхронного двигателя	208
14.14. Рабочие характеристики асинхронного двигателя	212
14.15. Универсальная характеристика асинхронной машины	214
14.16. Пуск асинхронного двигателя в ход	217
14.17. Методы регулирования частоты вращения асинхронных двигателей	222
14.18. Двухфазные и однофазные асинхронные двигатели	226
14.19. Индукционный регулятор и фазорегулятор	230
14.20. Асинхронный тахогенератор	233

Глава пятнадцатая. Синхронные машины	233
15.1. Общие сведения	233
15.2. Устройство синхронной машины	234
15.3. Режимы работы синхронной машины	235
15.4. Уравнение электрического состояния фазы синхронного генератора	237
15.5. Схема замещения и векторная диаграмма фазы синхронного генератора	238
15.6. Энергетический баланс и КПД синхронного генератора	239
15.7. Работа синхронного генератора в электрической системе большой мощности	241
15.8. Электромагнитный момент и угловая характеристика синхронного генератора	243
15.9. U-образная характеристика синхронного генератора	244
15.10. Регулирование активной и реактивной мощностей синхронного генератора	246
15.11. Включение синхронного генератора на параллельную работу с системой	246
15.12. Уравнение электрического состояния, схема замещения и векторная диаграмма фазы синхронного двигателя	249
15.13. Электромагнитный момент и угловая характеристика синхронного двигателя	250
15.14. U-образная характеристика синхронного двигателя	250
15.15. Регулирование активной и реактивной мощностей синхронного двигателя	252
15.16. Пуск синхронного двигателя в ход	253
15.17. Синхронные двигатели малой мощности	255
Глава шестнадцатая. Аппаратура управления и защиты	256
16.1. Общие сведения	256
16.2. Тепловая защита электроустановок	258
16.3. Автоматические воздушные выключатели	261
16.4. Выключатели высокого напряжения	263
16.5. Реле и релейная защита	266
16.6. Контактные магнитные пускатели и контроллеры	271
16.7. Понятие о системах электропитания	275
Глава семнадцатая. Электропривод	277
17.1. Общие сведения	277
17.2. Уравнение движения электропривода	278
17.3. Основные режимы работы электропривода	281
17.4. Выбор мощности двигателя	283
17.5. Выбор вида и типа двигателя	288
17.6. Управление электроприводом	290
Глава восемнадцатая. Электробезопасность	294
18.1. Общие сведения	294
18.2. Технические средства электрозащиты	294
Список литературы	296
Предметный указатель	297

