

СРЕДНЕЕ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ОБРАЗОВАНИЕ

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА



ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Под редакцией доктора технических наук,
профессора Б. И. Петленко

*Допущено
Министерством образования Российской Федерации
в качестве учебника для студентов
образовательных учреждений среднего профессионального образования*

Москва



2003

УДК 621.3
ББК 31.2:32.85я723
Э455

Авторы:

Б. И. Петленко — гл. 1 и 10; *Ю. М. Иньков* — гл. 7 и 8; *А. В. Крашенинников* — гл. 3, 5, 6 и приложение 2; *Р. В. Меркулов* — гл. 9, 11 и 12; *А. Б. Петленко* — гл. 2 и 4

Рецензенты:

академик Академии электротехнических наук Российской Федерации, д-р техн. наук, проф. РХТУ им. Д. И. Менделеева *Г. Г. Рекус*;
преподаватель ГОУ ММТП, канд. техн. наук, доц. *В. И. Полещук*

Электротехника и электроника: Учебник для сред. проф. образования / Б. И. Петленко, Ю. М. Иньков, А. В. Крашенинников и др.; Под ред. Б. И. Петленко. — М.: Издательский центр «Академия», 2003. — 320 с.

ISBN 5-7695-1114-1

Рассмотрены физическая сущность процессов, происходящих в электротехнических и электронных устройствах по основным разделам курса «Электротехника и электроника»: электрические цепи постоянного и переменного токов; магнитные цепи; переходные процессы в электрических цепях; электрические измерения; трансформаторы и электрические машины; электропривод, электрические и магнитные устройства автоматики; получение электрической энергии; основы электроники — полупроводниковые приборы и электронные устройства.

Для студентов средних профессиональных учебных заведений.

УДК 621.3
ББК 31.2:32.85я723

Учебное издание

**Петленко Борис Иванович, Иньков Юрий Моисеевич,
Крашенинников Альберт Владимирович, Меркулов Рэм Всеволодович,
Петленко Артем Борисович**

Электротехника и электроника

Учебник

Редактор *В. В. Путилов*
Технический редактор *О. С. Александрова*
Компьютерная верстка: *В. Н. Канивец*
Корректоры *М. В. Дьяконова, Е. Ю. Куринских*

Изд. № А-632—/1. Подписано в печать 11.07.2003. Формат 60×90/16.
Гарнитура «Таймс». Бумага тип. № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 20,0.
Тираж 30 000 экз. (1-й завод 1—10 000 экз.). Заказ № 12298.

Лицензия ИД № 02025 от 13.06.2000. Издательский центр «Академия».
Санитарно-эпидемиологическое заключение № 77.99.02.953.Д.003903.06.03 от 05.06.2003.
117342, Москва, ул. Бутилова, 17-Б, к. 223. Тел./факс: (095)330-1092, (095)334-8337.

Отпечатано на Саратовском полиграфическом комбинате.
410004, г. Саратов, ул. Чернышевского, 59.

© Коллектив авторов, 2003

© Образовательно-издательский центр «Академия», 2003

ISBN 5-7695-1114-1

© Оформление. Издательский центр «Академия», 2003

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий учебник разработан в соответствии с новым образовательным стандартом по многоуровневой подготовке специалистов.

«Электротехника и электроника» является общепрофессиональной учебной дисциплиной для студентов, обучающихся по неэлектротехническим специальностям среднего профессионального образования.

Под электротехникой понимается область науки и техники, использующая электрические и магнитные явления для практических целей. Составной частью электротехники является электроника, использующая для создания разнообразных систем процессы в полупроводниковых и электровакуумных приборах.

По назначению электротехника и электроника подразделяются на три основных направления: энергетическое, технологическое и информационное. Первое направление связано с получением, распределением и преобразованием электрической энергии. Второе направление использует электрические и магнитные явления для разнообразных технологических процессов (сварка, плавка, электролиз, сушка, сепарация различных материалов и др.). Третье направление связано с созданием и использованием разнообразных систем управления, вычислительной техники и связи.

В соответствии с указанными направлениями в курсе «Электротехника и электроника» изучаются общие закономерности электромагнитных процессов в разнообразных электрических и магнитных цепях, устройства для получения (генераторы) и преобразования (электродвигатели и электропривод) электрической энергии в механическую, устройства для преобразования параметров передаваемой электрической энергии — рода тока, частоты и величины напряжения и тока (выпрямители, трансформаторы и др.), а также общие принципы передачи и распределения электрической энергии. Кроме того, рассматриваются принципы работы информационно-измерительных, электронных и микросистемных приборов и систем (электроизмерительных и полупроводниковых приборов, систем инди-

кации информации, интегральных микросхем, усилителей и генераторов).

Значение курса «Электротехника и электроника» для студентов среднего профессионального образования обусловлено исключительной ролью, которую играет электрическая энергия в жизни современного общества. Действительно, в настоящее время невозможно представить себе какую-либо отрасль общественного производства, где бы не использовалась электрическая энергия. Без электрификации немыслимы промышленность, сельское хозяйство и быт. Даже в таких областях, как геология, медицина, биология, астрономия и другие, передовые достижения основываются на базе электрической энергии.

Огромное значение электрической энергии в жизни современного общества объясняется целым рядом ее преимуществ перед другими видами энергии. Главное преимущество электрической энергии заключается в ее универсальности — она сравнительно легко преобразуется в другие виды энергии: механическую, тепловую, лучистую, химическую — и наоборот. Кроме того, ее можно передавать на огромные расстояния при сравнительно небольших потерях.

Поэтому для того чтобы стать хорошим специалистом в своем деле: механиком, технологом или строителем, — необходимо знать основные положения дисциплины «Электротехника и электроника», которые базируются на курсах физики, математики и механики, и уметь на практике грамотно применять электротехнические и электронные устройства.

ГЛАВА 1

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

1.1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Электрическая энергия представляет собой энергию электромагнитного поля, являющегося видом материи. Поле имеет электрическую и магнитную составляющие, которые можно рассматривать на примере линии передачи постоянного тока (рис 1.1). При передаче электроэнергии между изолированными проводами возникает электрическое поле, показанное пунктирными линиями. В проводах, по которым протекает ток при передаче энергии и вне их, создается магнитное поле, показанное сплошными линиями.

На рис. 1.1 можно увидеть различие между электрическим и магнитным полем: электрические силовые линии незамкнуты, они начинаются и заканчиваются на заряженных проводах, в то время как магнитные силовые линии всегда замкнуты, т.е. не имеют ни начала, ни конца.

Из курса физики известно, что электрическое поле в каждой точке характеризуется вектором напряженности \vec{E} , равным силе, действующей на единичный положительный заряд, помещенный в эту точку, и вектором электрического смещения $\vec{D} = \epsilon_a \vec{E}$, где ϵ_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость среды.

Электрическое поле в проводящей среде создает ток — упорядоченное движение свободных электрических зарядов. Этот ток характеризуется в каждой точке поля вектором плотности тока $\vec{J} = \gamma \vec{E}$, где γ — удельная проводимость среды.

Ток сопровождается появлением магнитного поля и переходом части энергии электромагнитного поля в теплоту, причем мощность этого процесса в единице объема $P_0 = |\vec{E}|J = \gamma |\vec{E}|^2$.

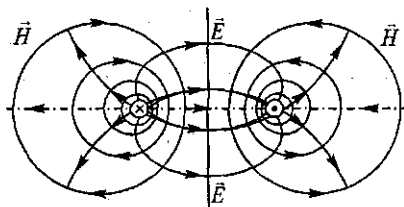


Рис. 1.1. Электрическое и магнитное поле линии передачи постоянного тока

Магнитное поле в каждой точке характеризуется вектором магнитной индукции \vec{B} , величина которого равна силе, действующей на единичный положительный заряд, движущийся со скоростью, равной единице.

Направление \vec{B} перпендикулярно силе и скорости. Кроме \vec{B} магнитное поле характеризуют вектором напряженности $\vec{H} = \vec{B}/\mu_a$, где μ_a — абсолютная магнитная проницаемость среды.

Передача, генерирование, преобразование и потребление электрической энергии возможны лишь при наличии электрического и магнитного полей, т. е. при наличии электромагнитного поля.

Все электротехнические устройства основаны на использовании электромагнитного поля, создаваемого их системами, которые состоят из заряженных тел и контуров с токами. Поэтому для решения многих задач расчета разнообразных устройств необходимо использовать теорию электромагнитного поля со сложными математическими зависимостями, что часто весьма затруднительно.

Однако в большинстве устройств используются ограниченные пути электрического тока и магнитного потока — изолированные проводники малого сопротивления и магнитопроводы из материала с высокой магнитной проницаемостью, называемые электрическими и магнитными цепями. Их расчеты могут быть значительно упрощены, так как не требуют знания составляющих поля в каждой точке устройств.

Теория электрических и магнитных цепей основана на использовании вместо величин \vec{E} , \vec{D} , \vec{J} , \vec{H} и \vec{B} , характеризующих поле, следующих интегральных величин:

$$\text{напряжения } U = \int \vec{E} d\vec{l}; \quad (1.1)$$

$$\text{заряда } q = \int \vec{D} d\vec{S};$$

$$\text{тока } I = \int \vec{J} d\vec{S};$$

$$\text{магнитного потока } \Phi = \int \vec{B} d\vec{S} \text{ и др.}$$

Здесь l — длина; S — площадь.

Вместо характеристик среды ϵ_a , μ_a и γ используются интегральные характеристики носителей полей: электрического — емкость C , магнитного — индуктивность L , а также преобразователя энергии поля в тепловую энергию — сопротивление $R = U/I$. Эти величины называются параметрами электрических цепей.

Если эти параметры не зависят от тока и напряжения, то уравнения теории цепей, связывающих интегральные величины, будут линейными. Такие цепи называются линейными.

В ряде важных для практики случаев R , C или L являются функциями тока и напряжения. Тогда уравнения и цепи становятся нелинейными.

Параметрами R , C , L обладают все элементы цепей, однако в некоторых устройствах основным является только один из них. Так, в резистивном элементе основным параметром является сопротивление R , в конденсаторе — емкость C , в катушке индуктивности — индуктивность L .

При включении цепи на постоянное напряжение в течение короткого времени потребляется энергия на создание электромагнитного поля. После этого запасенная энергия сохраняет свою величину неизменной и не отражается на работе цепи, а источники доставляют энергию только на покрытие тепловых потерь в сопротивлениях. Поэтому при расчете цепей постоянного тока следует учитывать только сопротивление R . В цепях с изменяющимися токами запасаемая энергия и мощность потерь непрерывно изменяются. Поэтому при расчете таких цепей необходимо учитывать все три параметра.

1.2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1.2.1. Основные понятия электрических цепей.

Закон Ома

Свободные электроны в металлическом проводнике и ионы в электролите находятся в состоянии беспорядочного движения. Количество электричества, которое переносится при этом через любое поперечное сечение проводника, в среднем равно нулю.

Если проводник поместить в электрическое поле, то свободные электроны будут перемещаться в направлении силы, действующей со стороны поля. В этом случае через любое поперечное сечение проводника проходит определенный заряд, т. е. в проводнике возникает электрический ток — упорядоченное движение электрических зарядов.

Для существования электрического тока необходима замкнутая электрическая цепь для протекания электрических зарядов. Электрическая цепь образуется из источников энергии и приемников энергии, соединенных между собой (рис. 1.2, а).

В источниках электрической энергии возбуждается электродвижущая сила (ЭДС) за счет преобразования различных видов энергии (механической, химической, световой, тепловой и др.) в электрическую.

В приемниках происходит обратное преобразование электрической энергии в другие виды энергии: механическую — в двигателях, тепловую — в нагревательных устройствах, световую — в источниках света, химическую — в аккумуляторах.

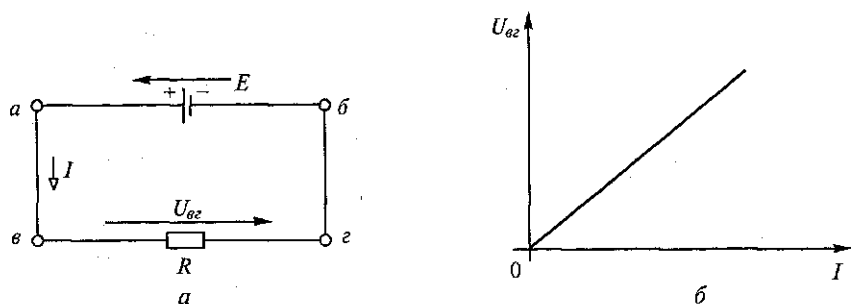


Рис. 1.2. Схема электрической цепи (а) и вольт-амперная характеристика линейного резистора (б)

Мерой электрического тока служит величина, измеряемая количеством электричества (зарядом), проходящим через поперечное сечение проводника за 1 с. Если величина тока не изменяется во времени, такой ток называется постоянным и обозначается прописной буквой I :

$$I = \frac{q}{t},$$

где q — заряд, проходящий через поперечное сечение проводника за время t .

Изменяющийся ток в отличие от постоянного обозначается строчной буквой i . За бесконечно малый промежуток времени dt изменение заряда также мало, и для определения тока можно пользоваться аналогичной формулой:

$$i = \frac{dq}{dt}.$$

В Международной системе единиц (СИ) единицей тока является ампер (А), а единицей заряда — кулон (Кл).

За направление тока принимается направление, в котором перемещаются положительно заряженные частицы, т.е. направление, противоположное движению электронов. Участки цепи, содержащие ЭДС, называются активными, а без них — пассивными.

Одной из основных характеристик электрической цепи является напряжение U , которое в соответствии с выражением (1.1) равно работе при перемещении заряда в 1 Кл между двумя точками (в и г на рис. 1.2, а):

$$U_{вг} = \frac{A_{вг}}{q}, \quad (1.2)$$

где $A_{вг}$ — работа на перемещение заряда; q — перемещаемый заряд, Кл.

В СИ работа измеряется в джоулях (Дж), напряжение и ЭДС — в вольтах (В).

При изучении электрических процессов широко применяется также понятие «потенциал». Находясь у положительного зажима источника, положительный заряд q обладает некоторой потенциальной энергией. Если он переместится из точки ϵ в точку z (см. рис. 1.2, a), то потенциальная энергия заряда уменьшится на величину работы, затраченной на его перемещение:

$$A_{\epsilon z} = q(\varphi_{\epsilon} - \varphi_z), \quad (1.3)$$

где φ_{ϵ} и φ_z — потенциалы точек ϵ и z .

Но эта работа может быть определена и через напряжение между точками ϵ и z (1.2):

$$A_{\epsilon z} = qU_{\epsilon z}. \quad (1.4)$$

Отсюда

$$U_{\epsilon z} = \varphi_{\epsilon} - \varphi_z,$$

т.е. потенциал измеряется в тех же единицах, что и напряжение, — в вольтах (В).

Из выражения (1.3) следует, что потенциал численно равен работе, совершаемой силами поля при перемещении единицы положительного заряда из рассматриваемой точки в точку, потенциал которой равен нулю. В электротехнике нулевым потенциалом принято считать потенциал Земли. Работа, затрачиваемая при перемещении заряда в 1 Кл по всей цепи, численно равна ЭДС:

$$E = \frac{A}{q}. \quad (1.5)$$

ЭДС заставляет положительные заряды перемещаться от точек низшего потенциала к точкам высшего потенциала. Источники постоянной ЭДС условно обозначаются, как показано на рис. 1.3.

На участках цепи, не содержащих ЭДС, заряды движутся от точек высшего потенциала к точкам низшего потенциала, поэтому положительное направление тока совпадает с направлением убывания потенциала.

Электрический ток в цепи определяется не только действующей в ней ЭДС, но и зависит от электрического сопротивления. Связь между указанными величинами устанавливается законом Ома и для участка ϵ — z (см. рис. 1.2, a), имеющего сопротивление R , ток определяется по формуле

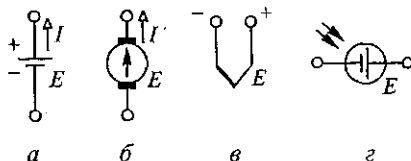


Рис. 1.3. Условные обозначения источников постоянного тока на схемах:

a — гальванический элемент и аккумулятор; *б* — генератор постоянного тока; *в* — термопара; *г* — фотоэлемент

$$I = \frac{U_{\text{сз}}}{R}. \quad (1.6)$$

Выражение (1.6) определяет вольт-амперную характеристику (ВАХ) резистора, которая для случая $R = \text{const}$ (т.е. линейного резистора) показана на рис. 1.2, б.

Сопротивление измеряется в омах (Ом), а величина, обратная ему, $1/R$, называется проводимостью и измеряется в сименсах (См). Если сопротивление внешней цепи R , то с учетом внутреннего сопротивления источника $R_{\text{в}}$ закон Ома для всей цепи имеет вид

$$I = \frac{E}{R + R_{\text{в}}}.$$

В другом виде это выражение может быть записано следующим образом:

$$E = IR_{\text{в}} + IR = IR_{\text{в}} + U_{\text{сз}}.$$

Учитывая, что $U_{\text{сз}}$ на рис. 1.2 есть напряжение нагрузки (приемника) $U_{\text{сз}} = U$, имеем

$$U = E - IR_{\text{в}}. \quad (1.7)$$

Это уравнение электрического состояния простейшей цепи.

Заметим, что при $I = 0$ (цепь разомкнута) $E = U$, т.е. при холостом ходе ЭДС равна напряжению на зажимах источника.

Реальные источники электрической энергии обладают некоторым внутренним сопротивлением $R_{\text{в}}$. Однако в ряде случаев источники идеализируют и принимают их внутреннее сопротивление либо очень малым, либо очень большим. В первом случае говорят об идеализированном источнике ЭДС, у которого напряжение на зажимах не изменяется при изменении сопротивления приемника. Во втором случае получается идеализированный источник тока, и изменение сопротивления приемника не изменяет ток источника.

Приемники электрической энергии отличаются большим разнообразием. Как отмечалось, в них происходят необратимые преобразования электрической энергии в другие виды энергии. Так, аккумулятор становится приемником в процессе его зарядки (рис. 1.4, а), когда электрическая энергия преобразуется в химическую. В электродвигателе (рис. 1.4, б) электрическая энергия превращается в механическую, в электрической печи (рис. 1.4, в)

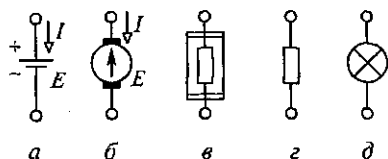


Рис. 1.4. Условные обозначения приемников электрической энергии на схемах:

a — аккумулятор при зарядке; *б* — двигатель постоянного тока; *в* — электрическая печь; *г* — резистор; *д* — лампа накаливания

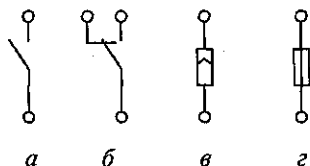


Рис. 1.5. Вспомогательные элементы электрической цепи:

a — выключатель; *б* — переключатель; *в* — штепсельный разъем; *г* — плавкий предохранитель

или в резисторе (рис. 1.4, *г*) — в тепловую, а в лампе накаливания (рис. 1.4, *д*) — в световую.

В электрические цепи кроме источников и приемников, соединенных проводами, включаются вспомогательные и измерительные устройства.

Вспомогательные устройства служат для управления режимом электрической сети и ее защиты. Некоторые из вспомогательных элементов электрической цепи показаны на рис. 1.5.

В качестве измерительных устройств используют амперметры и вольтметры, предназначенные для измерения токов и напряжений в (на) участках электрической цепи. Амперметры, сопротивление которых пренебрежимо мало, последовательно включают в цепь, в которой измеряется ток. Вольтметры, сопротивление которых очень велико, включают параллельно участкам цепи, на которых измеряется напряжение.

В электрических схемах электрических цепей выделяют ветвь, узел и контур. Под ветвью понимается участок электрической цепи с одним и тем же током. Узлом называют место соединения более двух ветвей. Контур образует замкнутый путь, проходящий через несколько ветвей и узлов разветвленной электрической цепи.

1.2.2. Эквивалентные преобразования пассивных участков электрической цепи

При последовательном соединении элементов электрической цепи сила тока в каждом элементе одинакова (рис. 1.6, *a*). Мощность и ток в цепи не изменится, если последовательные элементы заменить одним эквивалентным (рис 1.6, *б*) с сопротивлением R_{Σ} , равным сумме сопротивлений отдельных элементов R_p , т.е.

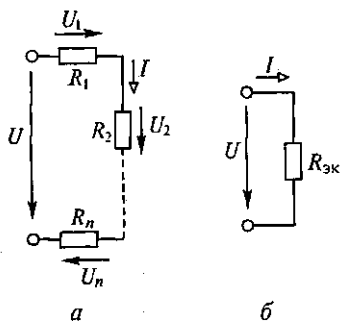


Рис. 1.6. Цепь с последовательным соединением элементов (а) и ее эквивалентная схема (б)

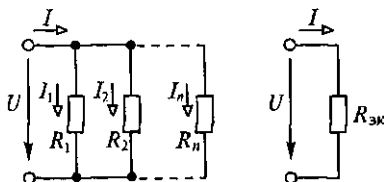


Рис. 1.7. Цепь с параллельным соединением элементов (а) и ее эквивалентная схема (б)

$$R_{\text{эк}} = \sum_{i=1}^n R_i.$$

При параллельном соединении участков электрической цепи все они присоединяются к одной паре узлов, т.е. находятся под воздействием одного и того же напряжения (рис. 1.7, а). Такая схема может быть заменена эквивалентной (рис. 1.7, б), проводимость которой равна сумме проводимостей всех параллельных участков G_i :

$$G_{\text{эк}} = \sum_{i=1}^n G_i = \frac{1}{R_{\text{эк}}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}.$$

При смешанном соединении элементов сочетаются их последовательное и параллельное соединения. В этом случае эквивалентное сопротивление всей цепи может быть найдено суммированием эквивалентных сопротивлений участков с параллельным и последовательным соединением элементов.

1.2.3. Работа и мощность электрического тока

Используя рассмотренные ранее понятия, можно подсчитать работу и мощность источника во всей цепи и на отдельном ее участке. Действительно, из выражений (1.4) и (1.5) для всей цепи $A = Eq = EIt$ и на отдельном участке $в-г$ (см. рис. 1.2)

$$A_{вг} = U_{вг} q = U_{вг} It.$$

Мощность, развиваемая источником во всей цепи:

$$P = \frac{A}{t} = EI, \quad (1.8)$$

а на участке $\vartheta-2$ (см. рис.1.2)

$$P_{\vartheta 2} = \frac{A_{\vartheta 2}}{t} = U_{\vartheta 2} I. \quad (1.9)$$

В системе СИ единицей мощности является ватт (Вт).

Из выражения (1.9) мощность может быть определена как скорость преобразования электрической энергии в другой вид энергии, так как работа $A_{\vartheta 2}$ совершается за счет источника, энергия которого уменьшается на эту же величину. В данной цепи (см. рис. 1.2) на участке $\vartheta-2$ электрическая энергия преобразуется в тепло.

Аналогично по формуле (1.8) мощность в источнике питания может быть охарактеризована как скорость преобразования какой-либо энергии в электрическую, так как энергия, сообщаемая источнику, рассеивается во всей электрической цепи.

Если на участке цепи не содержится ЭДС, формулы для работы и мощности участка цепи можно записать следующим образом:

$$A_{\vartheta 2} = R_{\vartheta 2} I^2 t = \frac{U_{\vartheta 2}^2}{R_{\vartheta 2}} t;$$

$$P_{\vartheta 2} = R_{\vartheta 2} I^2 = \frac{U_{\vartheta 2}^2}{R_{\vartheta 2}}.$$

Рассмотрим особенности работы электрических цепей.

1.2.4. Режимы работы электрической цепи

Из всех возможных режимов работы электрической цепи и ее элементов наиболее характерными являются номинальный режим, режим холостого хода, режим короткого замыкания и согласованный режим.

Номинальный режим источников и приемников в цепи характеризуется тем, что токи, напряжения и мощности их соответствуют тем значениям, на которые они рассчитаны заводами-изготовителями. При этом гарантируются наилучшие условия работы (экономичность, долговечность и т. д.).

Режим холостого хода — режим электрической цепи или отдельных источников или приемников, при котором ток в них равен нулю. Для практического осуществления такого режима достаточно отключить один из проводов этой цепи. Режим холостого хода источника может быть использован для измерения его ЭДС. Действительно, из выражения (1.7) $U_{xx} = E$ при $I_{xx} = 0$.

Режим короткого замыкания — уменьшение сопротивления между двумя точками, к которым подключен какой-либо участок

цепи, во много раз меньше номинального, практически до нуля. При этом $U_{к.з} = 0$. При коротком замыкании источника

$$I_{к.з} = \frac{E}{R_b}.$$

Согласованный режим — это режим, при котором сопротивление внешней цепи равно внутреннему сопротивлению источника. При согласованном режиме во внешней цепи развивается наибольшая мощность, возможная при данном источнике.

1.2.5. Энергетические соотношения в цепях постоянного тока

Рассмотрим простейшую цепь, состоящую из источника ЭДС с внутренним сопротивлением R_b и приемника с сопротивлением R (рис. 1.8, а).

Умножением всех членов выражения (1.7) на I получим уравнение баланса мощностей

$$EI = UI + I^2 R_b,$$

или

$$P_1 = P_2 + P_3.$$

Согласно этим уравнениям, вся развиваемая источником мощность $P_1 = IE$ состоит из мощности, передаваемой источником во внешнюю цепь $P_2 = IU$, и потерь мощности внутри источника $P_3 = I^2 R_b$.

При холостом ходе ток нагрузки равен нулю, а при коротком замыкании имеет максимальное значение.

Мощность, развиваемая источником, $P_1 = IE$ при изменении сопротивления нагрузки растет пропорционально току и достигает наибольшего значения при коротком замыкании.

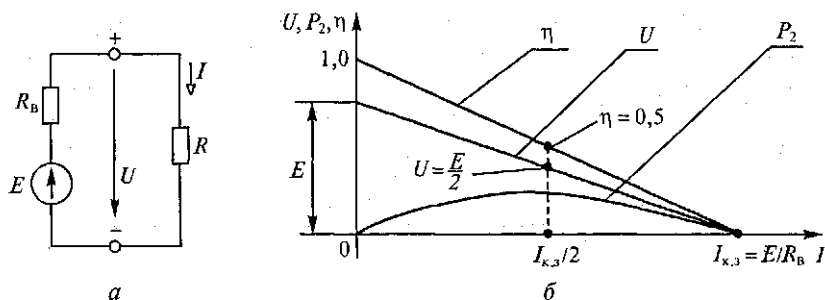


Рис. 1.8. Схема электрической цепи (а) и зависимость КПД, напряжения и мощности на приемнике от режимов работы электрической цепи (б).

Мощность, отдаваемая во внешнюю цепь:

$$P_2 = I^2 R = \frac{E^2}{(R_b + R)^2} R,$$

равна нулю при холостом ходе и при коротком замыкании. Эта мощность имеет максимальное значение, когда величина дроби

$$\frac{R}{(R_b + R)^2} \text{ максимальна.}$$

Анализ показывает, что это обеспечивается при $R = R_b$.

Следовательно, мощность, отдаваемая источником во внешнюю цепь, максимальна, когда сопротивление внешней цепи равно внутреннему сопротивлению источника, т.е. когда внешняя цепь и источник работают в согласованном режиме.

При этом половина мощности теряется внутри источника:

$$I^2 R_b = I^2 R = \frac{EI}{2}.$$

Коэффициент полезного действия источника равен отношению мощности во внешней цепи P_2 к мощности P_1 , развиваемой источником:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{I^2 R}{I^2 (R + R_b)} = \frac{R}{R + R_b} = \frac{1}{1 + R_b/R}. \quad (1.10)$$

Из выражения (1.10) видно, что при $R = \infty$, т.е. при холостом ходе КПД $\eta_{х.х} = 1$, а при коротком замыкании, когда $R = 0$, $\eta_{к.з} = 0$.

Если $R = R_b$ (согласованный режим), $\eta_{\text{согл}} = 0,5$.

На рис. 1.8, б приведены зависимости: η , U , $P_2 = f(I)$.

Когда необходимо обеспечить максимальную мощность независимо от экономических затрат (значения КПД), источники работают в согласованном режиме. Такой режим характерен для устройств автоматики, где мощности управляемых сигналов малы. Для силовых установок, которые работают в режимах $R \gg R_b$, т.е. близких к режиму холостого хода, важен КПД.

1.3. ЗАКОНЫ КИРХГОФА. РАСЧЕТ СЛОЖНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

1.3.1. Законы Кирхгофа

Состояние электрической цепи полностью определяется двумя законами Кирхгофа. По *первому закону Кирхгофа* алгебраиче-

ская сумма токов ветвей, сходящихся в любом узле электрической цепи, равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n I_k = 0. \quad (1.11)$$

При этом токи, направленные к узлу, берутся с одним произвольно взятым знаком, а от узла — с другим. Например, для узла, изображенного на рис. 1.9, $I_2 + I_4 + I_5 - I_3 - I_1 = 0$.

Это выражение может быть записано по-другому:

$$I_2 + I_4 + I_5 = I_1 + I_3,$$

т.е. сумма токов, направленных к узлу, равна сумме токов, направленных от узла.

Первый закон Кирхгофа является следствием непрерывности тока и неизменности зарядов в узлах электрической цепи.

Согласно *второму закону Кирхгофа* в любом замкнутом контуре алгебраическая сумма напряжений на элементах контура равна алгебраической сумме ЭДС в этом контуре:

$$\sum_{k=1}^m I_k R_k = \sum_{k=1}^n E_k. \quad (1.12)$$

При этом положительными ЭДС и напряжениями считаются те, которые совпадают с произвольно выбранным направлением обхода контура. Так, для контура, представленного на рис. 1.10, при его обходе по направлению движения часовой стрелки имеем

$$-I_1 R_1 + I_2 R_2 + I_3 R_3 - I_4 R_4 = E_1 - E_3.$$

Приведенные законы Кирхгофа позволяют рассчитать любую электрическую цепь.

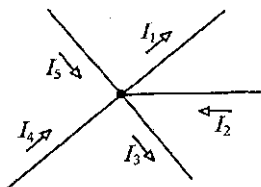


Рис. 1.9. Узел электрической цепи для пояснения первого закона Кирхгофа

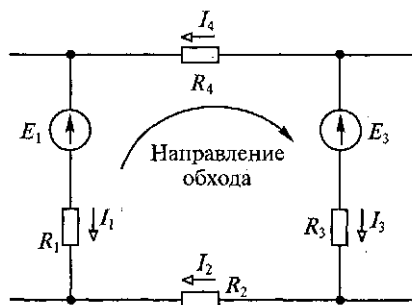


Рис. 1.10. Контур электрической цепи для пояснения второго закона Кирхгофа

1.3.2. Расчет электрических цепей постоянного тока

Задачей расчета электрической цепи обычно является определение токов, напряжений и мощностей всех или части ветвей цепи при известных элементах, составляющих цепь, и ее конфигурации. Классическим приемом расчета сложных электрических цепей является непосредственное применение законов Кирхгофа. Все остальные методы расчета основаны на этих фундаментальных законах электротехники.

Расчет цепей с помощью законов Кирхгофа. Рассмотрим применение законов Кирхгофа для расчета схемы, приведенной на рис. 1.11. Сопротивления и ЭДС, входящие в нее, известны. Выберем произвольно направления токов в ветвях так, как это показано на рис. 1.11.

Для определения всех токов по законам Кирхгофа необходимо составить столько уравнений, сколько существует неизвестных токов. В приведенной на рис. 1.11 схеме их три. Однако число уравнений, которые можно составить по законам Кирхгофа, всегда больше числа неизвестных токов, т. е. часть уравнений является следствием остальных.

Установим, какое число уравнений системы можно составить, пользуясь первым законом Кирхгофа. Для этого зададим произвольное направление токов отдельных ветвей схемы, считая положительными токи, направленные к узлам, а отрицательными — от узлов. Для узлов схемы *a* и *b* запишем:

$$I_1 + I_2 - I_3 = 0; \quad (1.13)$$

$$-I_1 - I_2 + I_3 = 0. \quad (1.14)$$

На основании второго закона для трех контуров, обходя их по направлению движения часовой стрелки, можно записать:

$$I_1 R_1 + I_3 R_3 = E_1; \quad (1.15)$$

$$-I_2 R_2 - I_3 R_3 = -E_2; \quad (1.16)$$

$$I_1 R_1 - I_2 R_2 = E_1 - E_2. \quad (1.17)$$

Но правильно составленные уравнения для всех узлов и контуров не дают решения задачи: уравнение (1.14) получается умножением уравнения (1.13) на -1 , а уравнение (1.17) — сложением уравнений (1.15) и (1.16).

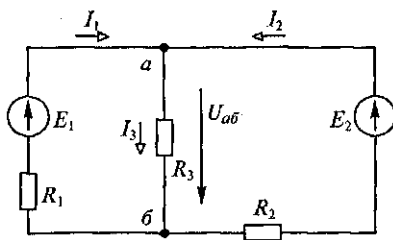


Рис. 1.11. Схема для расчета цепи с помощью законов Кирхгофа

Для того чтобы расчетные уравнения были независимыми, при их составлении необходимо выполнить два условия.

1. Число уравнений по первому закону Кирхгофа должно быть на единицу меньше числа узлов, так как значения тока каждой ветви схемы дважды входят в уравнение узлов. Поэтому уравнение для последнего узла будет содержать уже все вошедшие ранее значения токов.

2. Недостающие уравнения составляют по второму закону Кирхгофа. При этом следует выбирать наиболее простые контуры в таком порядке, чтобы в каждом новом контуре содержалась по крайней мере одна ветвь, не входившая в контуры, для которых уже составлены уравнения.

Совместное решение полученных трех уравнений позволяет определить токи схемы, а затем и напряжения на отдельных участках. Если значение какого-либо тока окажется отрицательным, из этого следует, что действительное направление тока противоположно предполагаемому в начале расчета направлению.

Для проверки правильности расчетов можно использовать условие баланса мощностей: алгебраическая сумма мощностей, отдаваемых источниками, должна быть равна сумме мощностей, поглощаемых всеми приемниками:

$$\sum_{k=1}^n E_k I_k = \sum_{k=1}^n I_k^2 R_k.$$

Если у какого-либо источника электрической энергии действительное направление тока противоположно направлению ЭДС, мощность такого источника следует считать отрицательной — он является не источником, а приемником энергии (например, аккумулятор).

Законы Кирхгофа позволяют рассчитать любую электрическую цепь, но при этом число решаемых уравнений может быть велико. Число уравнений может быть сокращено применением специальных расчетных приемов — методов контурных токов, двух узлов и др.

Метод контурных токов. Этот метод основан на применении второго закона Кирхгофа. Под контурными токами понимаются условные токи для каждого контура, где имеется ветвь, входящая только в данный контур. Для этих условных токов в схеме произвольно выбирают направления и составляют уравнения по второму закону Кирхгофа. Число уравнений сокращается до числа рассматриваемых контуров. Действительные токи ветвей определяются через контурные токи смежных контуров.

Метод двух узлов. Этот метод применяется для схем, в которых несколько источников и приемников электрической энер-

гии включаются параллельно и имеется только два узла, например, a и b на рис. 1.11.

По этому методу по известным параметрам ветвей определяют напряжение U_{ab} между узлами и находят токи ветвей.

Напряжения между узлами при наличии m ветвей определяют по формуле

$$U_{ab} = \frac{\sum_{i=1}^m (E_i / R_i)}{\sum_{i=1}^m (1 / R_i)},$$

где E_i , R_i — ЭДС и сопротивления i -х ветвей.

При этом ЭДС E_i берутся со знаком плюс, если они направлены к узлу a .

Токи ветвей I_i определяют по закону Ома через напряжение между узлами:

$$I_i = \frac{(E_i - U_{ab})}{R_i}.$$

Метод двух узлов широко используется для практических расчетов.

1.4. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1.4.1. Общие положения

Нелинейными электрическими цепями называются цепи, в которых содержится хотя бы один нелинейный элемент. Как отмечалось в подразд. 1.1, нелинейными являются такие элементы, параметры которых зависят от тока, напряжения и др. Их вольт-амперные характеристики $I(U)$ отличаются от прямой линии. Практически все элементы электрических цепей являются нелинейными. Однако параметры R , L , C могут считаться линейными в ограниченных пределах изменения температуры, напряжений и токов.

Различают неуправляемые нелинейные элементы (лампы накаливания, газотроны, полупроводниковые диоды и др.), которые характеризуются одной вольт-амперной характеристикой $I(U)$, и управляемые. У последних (многоэлектродные лампы, транзисторы, тиристоры и др.) имеется семейство характеристик $I(U)$, зависящих не только от тока и напряжения, но и от управляющего воздействия. Заметную группу среди нелинейных элементов за-

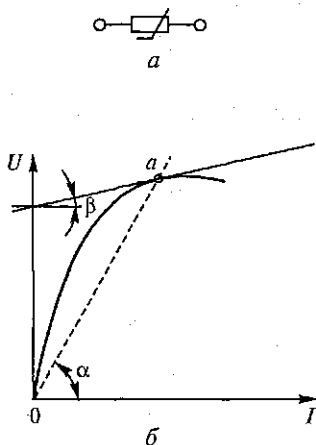


Рис. 1.12. Нелинейный элемент: *а* — графическое изображение; *б* — определение статического и динамического сопротивлений

$R_{\text{ст}} = \frac{U}{I}$ и динамическое сопротивление $R_{\text{д}} = \frac{dU}{dI}$ нелинейного элемента. Из рис. 1.12, *б* видно, что $R_{\text{ст}}$ определяется тангенсом угла α , а $R_{\text{д}}$ — тангенсом угла β .

нимают управляемые и неуправляемые полупроводниковые приборы.

Использование нелинейных элементов в электрических цепях позволяет получить в них явления, невозможные в линейных цепях: автоколебания, модуляцию и демодуляцию сигналов, умножение и деление частот, преобразование рода тока (переменного в постоянный и наоборот), стабилизацию напряжения и тока и т.д.

Нелинейный резистивный элемент обозначается на схемах так, как это показано на рис. 1.12, *а*. Его сопротивление зависит от напряжения или тока. Различают статическое сопротивление

1.4.2. Расчет нелинейных цепей постоянного тока

Законы Кирхгофа справедливы для линейных и нелинейных цепей, поэтому они могут быть использованы и для расчета нелинейных цепей. Однако к нелинейным цепям не может быть применен принцип наложения (суперпозиции). Поэтому к ним нельзя применять методы расчета линейных цепей постоянного тока, которые используют этот принцип, в том числе метод контурных токов.

Обычно расчет нелинейных цепей постоянного тока осуществляют графоаналитическими способами. В последовательных (рис. 1.13, *а*) и параллельных (рис. 1.13, *б*) нелинейных цепях для расчета токов и напряжений на отдельных участках по известным вольт-амперным характеристикам (рис. 1.13, *в* и *г*) элементов строится результирующая вольт-амперная характеристика всей цепи. При этом в последовательной цепи результирующая характеристика $I(U)$ получается суммированием значений абсцисс (напряжений) при последовательно задаваемых произвольных токах (см. рис. 1.13, *в*), так как во всех элементах цепи протекает один и тот же ток. В параллельном соединении при

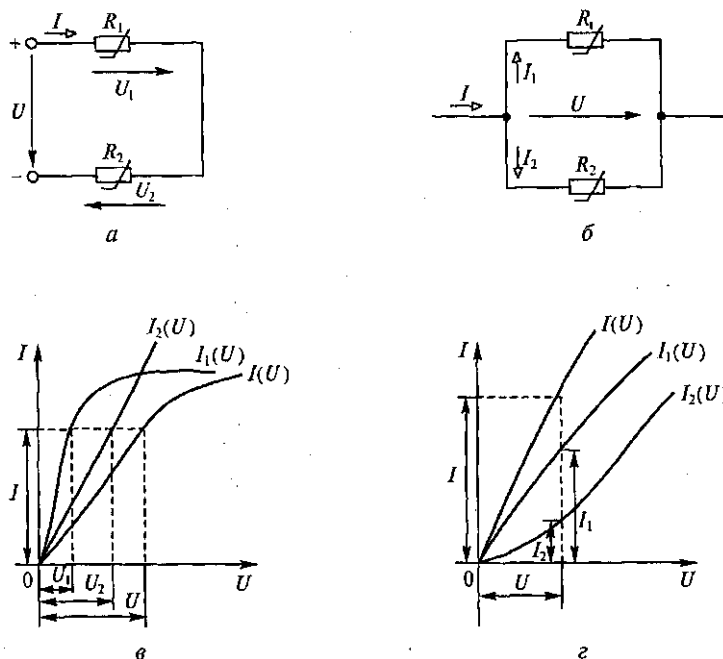


Рис. 1.13. Нелинейные цепи постоянного тока и их вольт-амперные характеристики:

а — последовательная цепь; *б* — параллельная цепь; *в* и *г* — результирующие вольт-амперные характеристики

нахождении результирующей зависимости $I(U)$ — наоборот (см. рис. 1.13, *г*), так как к каждому элементу подводится одно и то же напряжение. Токи и напряжения в элементах цепи определяются по результирующим характеристикам $I(U)$ и заданному напряжению цепи (см. рис. 1.13, *а...г*).

При расчете нелинейных цепей со смешанным (последовательно-параллельным) соединением элементов вначале строят вольт-амперную характеристику параллельного участка цепи. В результате образуется нелинейная цепь с последовательным соединением элементов, для которой строят результирующую характеристику $I(U)$ всей цепи так, как было описано ранее. По ней и приложенному к цепи напряжению определяют напряжения на последовательных элементах и все токи.

ГЛАВА 2

ЭЛЕКТРОМАГНЕТИЗМ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ

2.1. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

2.1.1. Общие сведения о магнитном поле

Работа электрических машин, трансформаторов и других электротехнических устройств основывается на физических законах электромеханического и индукционного действий магнитного поля. Магнитное поле наряду с электрическим является одной из составляющих электромагнитного поля. Магнитное поле возникает, например, при движении электрических зарядов и вокруг проводников с током. Магнитное поле обладает энергией, которая может проявляться различным образом — воздействием одного провода с током на другой, находящийся в магнитном поле первого, или воздействием магнитного поля проводника с током на магнитную стрелку. При графическом изображении магнитного поля пользуются линиями магнитной индукции \vec{B} , которые называются магнитными силовыми линиями.

Направление, которое указывается северным концом магнитной стрелки, установившейся под действием сил магнитного поля, принимается за направление магнитных силовых линий. Касательная к такой линии совпадает с направлением вектора магнитной индукции \vec{B} . Направление магнитных линий связано с направлением тока правилом буравчика: если поступательное движение буравчика совпадает с направлением тока, направление вращения его рукоятки укажет направление магнитных линий (рис. 2.1).

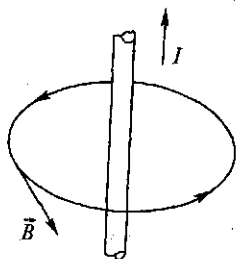


Рис. 2.1. Магнитные силовые линии вокруг проводника с током

Если в магнитное поле с индукцией B поместить проводник длиной l с током I перпендикулярно магнитным силовым линиям (рис. 2.2), на него будет действовать сила

$$F = BIl.$$

Направление действующей силы определяется по правилу левой руки. Если левую руку расположить

так, чтобы магнитные силовые линии входили в ладонь, а четыре пальца совпадали с направлением тока, отогнутый большой палец укажет направление силы, действующей на проводник (рис. 2.2).

Произведение магнитной индукции B на площадь S , перпендикулярную вектору магнитной индукции, называется магнитным потоком Φ , пронизывающим эту площадь, т. е.

$$\Phi = BS.$$

В СИ индукция B измеряется в теслах (Тл), а магнитный поток — в веберах (Вб).

Магнитное поле создается током, поэтому необходимо знать взаимосвязь тока и параметров магнитного поля. Эта взаимосвязь устанавливается законом полного тока, согласно которому линейный интеграл напряженности магнитного поля H вдоль замкнутого контура равен сумме электрических токов проводов, которые пересекают поверхность, ограниченную этим контуром. Если выбрать контур интегрирования, совпадающий с силовой линией магнитного поля, которая охватывает w витков катушки с током I , закон полного тока примет вид

$$\oint H dl = wI = F, \quad (2.1)$$

где $F = wI$ — магнитодвижущая сила (МДС).

Из выражения (2.1) видно, что единицей измерения напряженности магнитного поля H является ампер/метр (А/м).

Индукция магнитного поля B связана с его напряженностью H для неферромагнитных сред и вакуума соотношением

$$B = \mu_0 H,$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная постоянная, Гн/м.

Для ферромагнитных материалов эта связь будет рассмотрена в подразд. 2.1.2.

2.1.2. Магнитные свойства ферромагнитных материалов

Ферромагнитные материалы (железо, никель, кобальт и некоторые их сплавы) широко применяются в электротехнике благодаря их свойствам увеличивать магнитный поток. Из них изго-

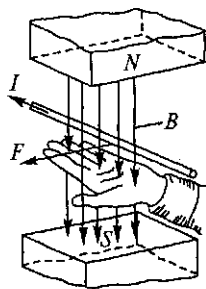


Рис. 2.2. Направление силы, действующей на проводник с током в магнитном поле (правило левой руки)

товляют магнитопроводы электрических машин, установок и измерительных приборов.

Экспериментально установлено, что в магнитном поле свойства ферромагнитного материала зависят от его магнитного состояния.

Если материал предварительно размагничен, то при первом намагничивании (увеличении H от 0 до H_m) зависимость $B(H)$ определяется кривой первоначального намагничивания, показанной пунктирной линией на рис. 2.3, а. Уменьшение H приведет к уменьшению B , но по другому закону.

При дальнейших циклических изменениях H магнитная индукция B изменяется по зависимости, показанной на рис. 2.3, а в виде петли гистерезиса. Направление изменения магнитной индукции показано стрелками. Если увеличивать амплитуду H_m , размеры петли могут увеличиться до предельной петли гистерезиса. При этом вершины всех петель при разных значениях H_m располагаются на основной кривой намагничивания (пунктирная линия на рис. 2.3, б), которая близка к кривой первоначального намагничивания. Характерными точками приведенных петель гистерезиса являются остаточная намагниченность B_c (при отсутствии внешнего поля, т.е. при $H=0$) и коэрцитивная сила H_c при $B=0$. Последняя величина характеризует напряженность обратного магнитного поля, которую необходимо приложить к материалу, чтобы полностью размагнитить его.

Из курса физики известно, что площадь петли гистерезиса пропорциональна энергии, затрачиваемой на один цикл перемагничивания единицы объема материала сердечника и выделяемой в нем в виде теплоты.

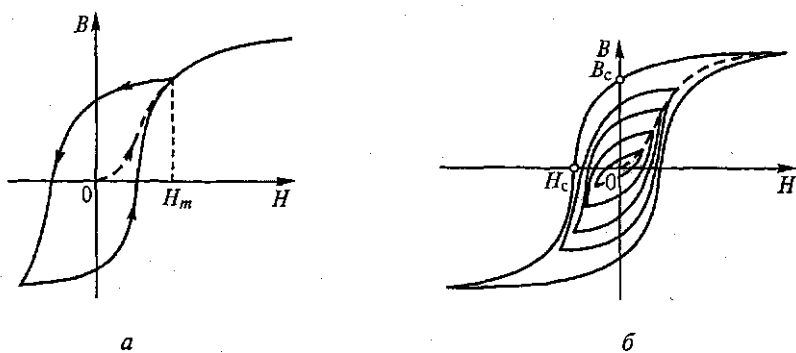


Рис. 2.3. Петля гистерезиса при циклическом перемагничивании ферромагнитного материала (а) и семейство петель при различных амплитудах H_m (б)

По величине коэрцитивной силы все ферромагнитные материалы делятся на два вида: магнитомягкие (малое значение H_c) и магнитотвердые ($H_c > 4000$ А/м). Они имеют широкую петлю гистерезиса, поэтому при перемагничивании затрачивается большая энергия. Такие материалы применяются для изготовления постоянных магнитов.

Различают также сплавы со специальными магнитными свойствами, например, магнитодиэлектрики, изготавливаемые из частиц ферромагнитного материала с большой магнитной проницаемостью склеиванием диэлектрическими смолами, в результате чего уменьшаются потери на перемагничивание. Эти материалы применяются для изготовления высокочастотных трансформаторов и дросселей.

Аналогично изготавливаются ферриты, отличающиеся от магнитодиэлектриков более высокой проницаемостью (до нескольких тысяч μ_0).

При нахождении ферромагнитных материалов в переменном магнитном поле они перемагничиваются и, следовательно, в них возникают потери энергии на гистерезис, которые выделяются в виде теплоты в сердечнике. Кроме того, появляются потери из-за возникающих в материале вихревых токов. Потери уменьшают легированием материала, приводящим к увеличению его удельного сопротивления. Для этого также применяется шихтовка сердечника, т.е. его сборка из отдельных листов, плоскости которых совпадают с направлением магнитного потока.

2.1.3. Расчет магнитной цепи

Магнитной цепью называется совокупность источника МДС (электромагнита или постоянного магнита), а также ряда тел и сред (магнитопровода), по которым замыкается основная часть магнитных линий созданного поля.

Применяя для магнитопроводов различные геометрические формы, можно решать технические задачи усиления поля и придания ему необходимой конфигурации в рабочих объемах электромагнитных устройств.

При расчете магнитной цепи могут быть поставлены следующие задачи:

прямая задача определения МДС, необходимой для создания заданного магнитного потока Φ в каком-либо участке магнитопровода (синтез магнитной цепи);

обратная задача, когда по заданной МДС необходимо определить потоки отдельных участков цепи (анализ магнитной цепи).

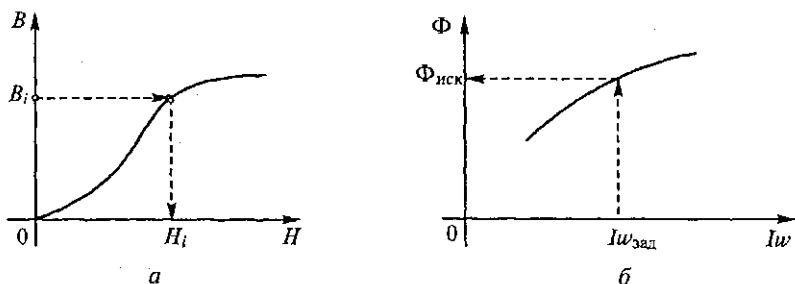


Рис. 2.4. Определение напряженности магнитного поля i -го участка магнитопровода (а) и нахождения искомой величины магнитного потока в обратной задаче (б)

В обоих случаях должны быть известны размеры участков и кривые намагничивания, использованных в магнитопроводах материалов.

Прямая задача наиболее проста, так как значение магнитного потока Φ позволяет определить магнитные индукции B_i по кривым намагничивания напряженности — H_i всех i -х участков магнитной цепи, а по закону полного тока (2.1) и МДС:

$$F = \oint H dl = \sum H_i l_i = Iw.$$

В начале расчета магнитную цепь разбивают на участки с одинаковым сечением S_i . При постоянстве магнитного потока Φ на всех участках магнитной цепи определяется значение магнитной индукции на каждом участке $B_i = \frac{\Phi}{S_i}$.

Знание B_i позволяет по кривой намагничивания найти напряженность магнитного поля H_i и магнитную проницаемость

$\mu_{ai} = \frac{B_i}{H_i}$ i -го участка магнитной цепи (рис. 2.4, а). Если длина

i -го участка сечением S_i равна l_i , то линейный интеграл в законе полного тока (2.1) превращается в сумму:

$$\oint H dl = \sum_{i=1}^n H_i l_i = Iw. \quad (2.2)$$

Выражение (2.2) позволяет найти МДС $F = Iw$, обеспечивающую в магнитной цепи поток Φ .

Учитывая, что в общем случае $H_i = \frac{B_i}{\mu_{ai}} = \frac{\Phi}{\mu_{ai} S_i}$, закон полного тока можно записать в виде

$$\sum_{i=1}^n H_i l_i = \sum_{i=1}^n \frac{\Phi l_i}{\mu_{ai} S_i} = Iw,$$

или

$$\Phi \sum_{i=1}^n \frac{l_i}{\mu_{ai} S_i} = Iw. \quad (2.3)$$

Величина $\frac{l_i}{\mu_{ai} S_i} = R_{m_i}$ называется магнитным сопротивлением i -го участка магнитной цепи, по аналогии с электрическим сопротивлением участка электрической цепи.

Общее магнитное сопротивление магнитной цепи $R_m = \sum_{i=1}^n R_{m_i}$.

Поэтому $Iw = \Phi R_m$, или $\Phi = \frac{Iw}{R_m} = \frac{F}{R_m}$.

Это выражение представляет закон Ома для магнитной цепи. Аналогично рассчитываются и разветвленные цепи.

Для решения обратной задачи составляется магнитная характеристика цепи $\Phi = f(Iw)$, представленная на рис. 2.4, б. При этом задают произвольные значения магнитного потока в цепи и находят для них значения намагничивающей силы Iw рассмотренным способом. По значению заданной МДС находят искомое значение потока в цепи $\Phi_{иск}$.

2.1.4. Аналогия магнитных и электрических цепей

Уравнение (2.2) по форме аналогично второму закону Кирхгофа. Поэтому составляющие $H_i l_i = \Phi R_{m_i}$ называют магнитным напряжением U_m участков магнитопровода. Правая часть уравнений (2.2) и (2.3) является аналогом электродвижущей силы. Уравнение (2.3) показывает, что магнитный поток Φ подобен электрическому току I в электрической цепи. Таким образом устанавливается система аналогий между величинами электрических и магнитных цепей, приведенных в табл. 2.1.

Т а б л и ц а 2.1

Электрическая величина	Магнитная величина
Электродвижущая сила E	Магнитодвижущая сила $F = Iw$
Электрический ток I	Магнитный поток Φ
Электрическое сопротивление	Магнитное сопротивление
$R = \frac{l}{\gamma S}$	$R_m = \frac{l}{\mu S}$
Напряжение $U = IR$	Магнитное напряжение $U_m = Hl = \Phi R_m$
Удельная электрическая проводимость γ	Абсолютная магнитная проницаемость μ_a

Установленная в таблице система аналогий позволяет для каждой магнитной цепи составить эквивалентную электрическую схему замещения и сформулировать законы Кирхгофа для магнитных цепей. По первому закону Кирхгофа в узле магнитной цепи

$$\sum \Phi_i = 0, \quad (2.4)$$

а по второму закону для замкнутого контура магнитной цепи

$$\sum \Phi_i R_{m_i} = \sum F_i. \quad (2.5)$$

2.1.5. Электромагниты

Если часть магнитной цепи оказывается подвижной, то при прохождении по намагничивающей катушке тока подвижная часть магнитопровода стремится занять такое положение, чтобы магнитный поток цепи был наибольшим. Работа, производимая при перемещении сердечника, и увеличение энергии магнитного поля происходят за счет энергии источника питания катушки.

Электромагнит представляет собой устройство, содержащее кроме магнитопровода и намагничивающей катушки (рис. 2.5) подвижную часть — якорь, притягиваемый к неподвижному сердечнику. Сила, которую необходимо приложить к якорю, чтобы оторвать его от сердечника, называется отрывной силой электромагнита:

$$F = \frac{B^2}{2\mu_0} S,$$

где B — магнитная индукция в зазоре; μ_0 — магнитная постоянная; S — площадь сечения полюсов, м^2 .

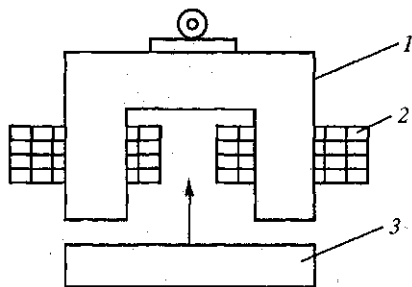


Рис. 2.5. Электромагнит:
1 — неподвижный сердечник; 2 — катушка с током; 3 — якорь

2.2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ

2.2.1. Закон электромагнитной индукции

В основе многих электротехнических устройств (электромагнитных генераторов, трансформаторов) лежит явление электромагнитной индукции, открытое М. Фарадеем в 1831 г. Несколько позже академик Э. Х. Ленц определил направление электродвижущей силы. Количественную зависимость индуцированной ЭДС от скорости изменения магнитного потока установил Дж. Максвелл. Согласно закону электромагнитной индукции, в контуре, движущемся в магнитном поле так, что его стороны пересекают магнитные силовые линии, или в неподвижном контуре, помещенном в изменяющееся во времени магнитное поле, индуцируется ЭДС, равная скорости изменения магнитного потока, пронизывающего этот контур:

$$e = - \frac{d\Phi}{dt}. \quad (2.6)$$

Если контур состоит из w витков и он пронизывается одним и тем же потоком, то величина ЭДС

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt} = - \frac{d(w\Phi)}{dt} = - \frac{d\psi}{dt}, \quad (2.7)$$

где $\psi = w\Phi$ — потокосцепление катушки.

Величина потокосцепления равна произведению числа витков и сцепленного с ним магнитного поля. Знак минус выбирается в соответствии с открытым Ленцем принципом электромагнитной инерции, согласно которому индуцированная ЭДС стремится противодействовать причине, вызвавшей ее.

Если проводник длиной l перемещается в магнитном поле с индукцией B перпендикулярно магнитным силовым линиям с постоянной скоростью V , то в нем индуцируется ЭДС $e = BlV$.

ЭДС может быть постоянной, если индукция магнитного поля постоянна, или переменной, если B изменяется в пространстве или времени.

Направление индуцированной ЭДС определяется по правилу правой руки, согласно которому четыре

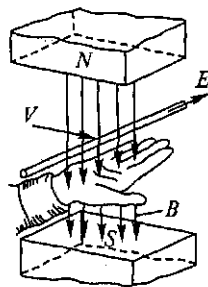


Рис. 2.6. Направление ЭДС в движущемся магнитном поле проводника (правило правой руки)

пальца показывают направление индуцируемой ЭДС, если силовые линии входят в ладонь правой руки, а движение проводника совпадает с отогнутым большим пальцем (рис. 2.6).

2.2.2. Индуктивность и взаимная индуктивность

ЭДС, индуцируемая в цепи, не зависит от источника магнитного потока, будь то постоянный магнит, электромагнит или ток самой цепи. Явление наведения ЭДС собственным магнитным потоком цепи называется самоиндукцией. Величина потокосцепления части цепи при отсутствии ферромагнитных материалов пропорциональна протекающему по цепи току i :

$$\psi = Li, \quad (2.8)$$

где L — коэффициент пропорциональности, называемый индуктивностью.

$$\text{Отсюда } L = \frac{\psi}{i}.$$

Единицей измерения индуктивности является генри (Гн).

С учетом формулы (2.8) выражение (2.7) можно записать в виде

$$e_L = -L \frac{di}{dt}.$$

ЭДС самоиндукции противодействует изменению тока, т.е. при увеличении тока препятствует его росту, а при уменьшении — задерживает его падение.

Из курса физики известно, что при протекании тока i по катушке с индуктивностью L в ее магнитном поле запасается энергия

$$W_m = \frac{Li^2}{2}.$$

Во многих электротехнических устройствах, например, в трансформаторах, используются катушки, магнитные поля которых частично сцеплены с витками других катушек. Такие катушки называются индуктивно связанными.

Связь между ними характеризуется взаимной индуктивностью M . ЭДС, наводимая током i_1 первой катушки во второй,

$$e_{21} = -M_{21} \frac{di_1}{dt}.$$

ЭДС, наводимая током i_2 второй катушки в первой, $e_{12} = -M_{12} \frac{di_2}{dt}$. Для двух катушек выполняется принцип взаимности: $M_{21} = M_{12} = M$.

ГЛАВА 3

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

3.1. ОДНОФАЗНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

3.1.1. Основные понятия и определения

Электрические цепи, в которых электрические величины (токи, напряжения и ЭДС) изменяются с течением времени по периодическому закону, принято называть цепями переменного тока*. На практике (в промышленности и в быту) получили распространение переменные токи (напряжения и ЭДС), изменяющиеся по синусоидальному закону. Переменные синусоидальные ЭДС, напряжения и токи в электротехнической литературе обозначаются строчными буквами e , u , i соответственно.

Выбор синусоидального (гармонического) закона изменения для переменного тока (напряжения, ЭДС) объясняется следующими основными причинами:

простота изменения (трансформации) уровней напряжений и токов с помощью статических трансформаторов, имеющих высокий КПД (для промышленных трансформаторов $\eta = 0,95 \dots 0,98$);

простота трансформации делает возможным передачу электрической энергии на большие расстояния без существенных потерь энергии, так как при одной и той же передаваемой мощности ток в линии будет намного меньше при высоком напряжении. Соответственно снижаются тепловые потери в линиях передач электрической энергии.

Синусоидальные ЭДС, напряжения и токи аналитически определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} e &= E_m \sin(\omega t + \psi_e); \\ u &= U_m \sin(\omega t + \psi_u); \\ i &= I_m \sin(\omega t + \psi_i), \end{aligned} \tag{3.1}$$

где e , u , i — мгновенные значения соответственно ЭДС, напряжения и тока, т.е. значения этих величин в рассматриваемый момент

* Открытие переменного тока следует отнести к 1832 г., моменту изобретения первого генератора переменного тока (И. Пикси). Внедрение переменного тока в практику предопределило изобретение первого источника электрического освещения на переменном токе (1876 г., И. Н. Яблочков).

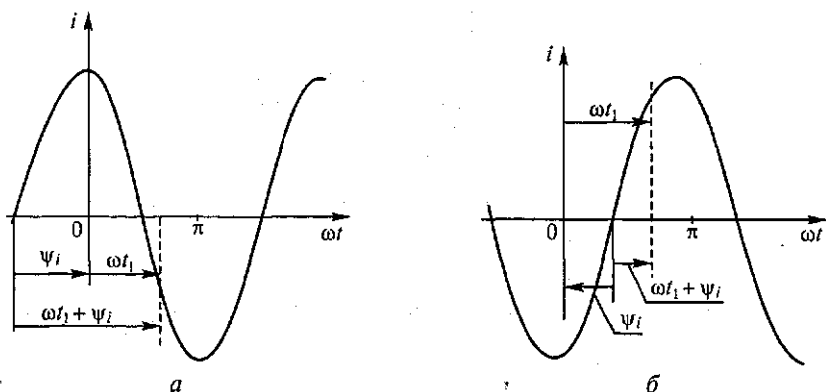


Рис. 3.1. Осциллограммы синусоидальных токов с различными начальными фазами:

$a - \psi_i > 0$; $b - \psi_i < 0$

времени; $\omega t + \psi_e$, $\omega t + \psi_u$, $\omega t + \psi_i$ — фазы* ЭДС, напряжения и тока — аргументы соответствующих синусоидальных функций (3.1); E_m , U_m , I_m — амплитуды соответственно e , u , i , обозначаемые прописными буквами с индексом m ; ψ_e , ψ_u , ψ_i — начальные фазы ЭДС, напряжения и тока, которые равны соответствующим фазам при $t = 0$; $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$ — угловая частота, рад/с; T — период изменения тока (напряжения, ЭДС), равный наименьшему интервалу времени, по истечении которого мгновенные значения тока (напряжения, ЭДС) повторяются; f — циклическая частота — величина, обратная периоду, Гц.

На рис. 3.1 изображены временные графики (осциллограммы) синусоидальных токов с различными начальными фазами. На графиках показана методика определения фазы $\omega t_1 + \psi_i$ для момента времени t_1 , который отмечен пунктирной линией, а также начальной фазы ψ_i .

Из графиков следует, что начальная фаза является алгебраической величиной, т.е. она может быть как больше нуля (рис. 3.1, a), так и меньше нуля (рис. 3.1, b). Поэтому ориентация отрезков, определяющих начальные фазы по отношению к оси абсцисс, имеет принципиальное значение: если направление отрезка (стрелки) совпадает с направлением положительной полуоси абсцисс, то $\psi > 0$ и наоборот.

Амплитуда, угловая частота и начальная фаза являются параметрами одного синусоидального колебания, будь то ток, на-

* Помимо указанного определения под фазой также понимается часть цепи (или вся цепь), находящаяся под воздействием одной ЭДС. Отсюда понятия: *однофазная цепь* (рассматривается в подразд. 3.1) и *трехфазная цепь*, о которой речь пойдет далее в подразд. 3.4.

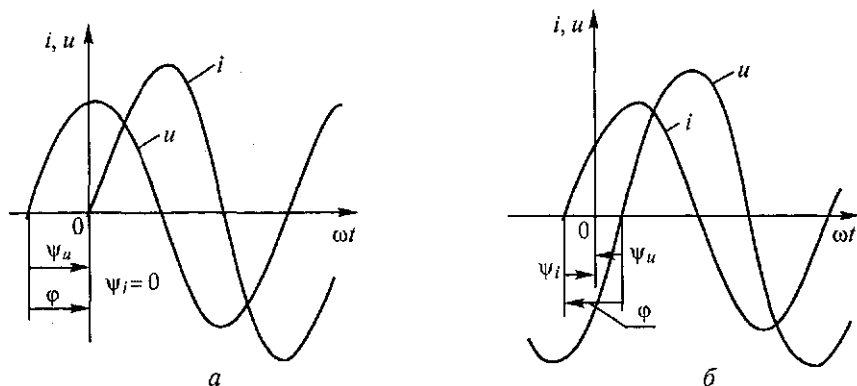


Рис. 3.2. Осциллограммы напряжений и токов с различными сдвигами фаз:

$a - \varphi > 0$; $b - \varphi < 0$

пряжение или ЭДС. Сопоставление двух синусоидальных колебаний одной частоты, как правило, напряжения и тока, относящихся к одному и тому же участку цепи, обуславливает необходимость введения другого важного параметра, который называется сдвигом фаз между напряжением и током и обозначается буквой φ .

Сдвиг фаз φ между напряжением и током есть алгебраическая величина, определяемая путем вычитания начальной фазы тока из начальной фазы напряжения:

$$\varphi = \psi_u - \psi_i.$$

При этом если $\varphi > 0$, напряжение опережает ток по фазе; если же $\varphi < 0$, напряжение отстает по фазе от тока. В случае когда $\varphi = 0$, напряжение и ток совпадают по фазе. На рис. 3.2 показаны синусоиды u и i для случаев $\varphi < 0$, $\varphi > 0$.

3.1.2. Интегральные оценки синусоидальных величин

На практике (при расчете цепей переменного тока и их экспериментальном исследовании) чаще всего используют интегральные оценки электрических величин i , u , e , к которым относятся средние и средние квадратичные значения синусоидальных токов, напряжений и ЭДС.

Средним значением любой переменной функции $f(t)$ за некоторое время T называется такая постоянная величина $F_{\text{ср}}$, умножение которой на время T равно интегралу от функции $f(t)$ за то же время T , т.е.

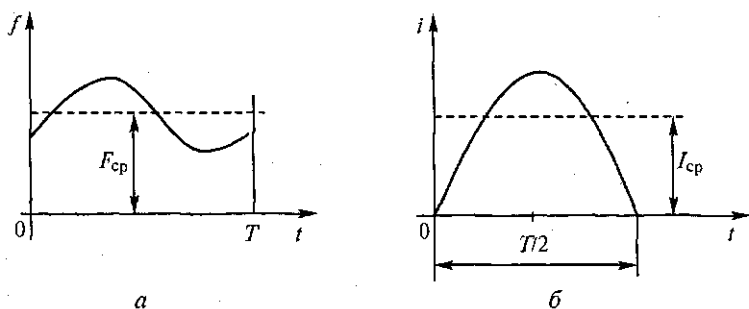


Рис. 3.3. Зависимость произвольной функции $f(a)$ и синусоидального тока i от времени t (б)

$$F_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt. \quad (3.2)$$

Следовательно, среднее значение F_{cp} функции $f(t)$ численно равно высоте прямоугольника с основанием T , площадь которого равна площади фигуры, ограниченной функцией $f(t)$ и осью абсцисс в интервале времени T (рис. 3.3, а).

Для синусоидальной функции среднее значение за период T равно нулю. На практике представляет интерес и используется среднее значение от синусоидальной функции за половину периода $T/2$ (рис. 3.3, б).

Установим связь между средним значением I_{cp} синусоидального тока i и амплитудой I_m этого тока:

$$I_{\text{cp}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin(\omega t) dt = \frac{2}{\pi} I_m.$$

Аналогично для синусоидальных напряжений и ЭДС

$$U_{\text{cp}} = 2/\pi U_m; \quad E_{\text{cp}} = 2/\pi E_m.$$

Средние значения синусоидальных токов (напряжений и ЭДС) измеряются приборами магнитоэлектрической и электронной систем (см. гл. 5).

Средние квадратичные значения (они же действующие и эффективные значения) синусоидальных токов напряжений и ЭДС (i , u , e) обозначаются соответствующими прописными буквами без индексов и определяются по формулам:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}; \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}; \quad E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}. \quad (3.3)$$

Нетрудно установить*, что средние квадратичные значения синусоидальных токов, напряжений и ЭДС связаны со своими амплитудными значениями следующими соотношениями:

$$I = I_m / \sqrt{2}; \quad U = U_m / \sqrt{2}; \quad E = E_m / \sqrt{2}.$$

Средние квадратичные значения синусоидальных токов, напряжений и ЭДС измеряются приборами электромагнитной, электродинамической и других систем (см. гл. 5).

Рассмотренные интегральные оценки электрических величин имеют глубокий физический смысл. В частности, раскроем физический смысл интегральных оценок синусоидального тока.

Определим количество зарядов Q_- и Q_+ , перенесенных за время $T/2$ постоянным I и переменным i токами:

$$Q_- = I T/2; \quad Q_+ = \int_0^{T/2} i \, dt.$$

Приравнивая полученные выражения, находим, что среднее значение I_{cp} синусоидального тока, определенное по формуле (3.2), равно значению постоянного тока I , который за время $T/2$ перенесет такое же количество заряда, что и переменный ток i за то же время.

Определим количество теплоты W , выделившейся за время T в резисторе с сопротивлением R^{**} , при протекании по нему некоторого постоянного тока I и переменного тока i :

$$W_- = I^2 RT; \quad W_+ = R \int_0^T i^2 \, dt.$$

Сравнивая полученные выражения, находим, что среднее квадратичное значение переменного тока i , вычисленное по формуле (3.3), определяет значение некоторого постоянного тока I , который по совершаемой работе (тепловому действию) эквивалентен переменному току i . Отсюда средние квадратичные значения I , U , E нередко называют действующими или эффективными значениями.

* При выводе соотношений (3.3) целесообразно воспользоваться тригонометрической формулой $\sin^2 \omega t = (1 - \cos 2\omega t)/2$.

** Следует заметить, что в общем случае сопротивление резистора, включенного в цепь переменного тока, не равно сопротивлению того же резистора на постоянном токе и всегда больше последнего. Это объясняется проявлением поверхностного эффекта (см. курс физики), который особенно ярко выражен при больших частотах (кГц). Поэтому сопротивление резистора переменному току в специальной литературе часто обозначается строчной буквой r .

3.1.3. Мощности в цепи синусоидального тока.

Коэффициент мощности

В цепях переменного тока для оценки энергетических процессов вводят понятия мгновенной, активной, реактивной и полной мощностей, которые могут быть отнесены как к участку цепи, так и ко всей цепи.

Мгновенной мощностью любой пассивной цепи, рассматриваемой как двухполюсник (рис. 3.4, а), называется произведение мгновенного напряжения на мгновенный ток:

$$p = ui.$$

Мгновенная мощность при согласованном выборе положительных направлений u и i характеризует скорость поступления энергии от источника в пассивную цепь, если $p > 0$, или возврата ее источнику, если $p < 0$.

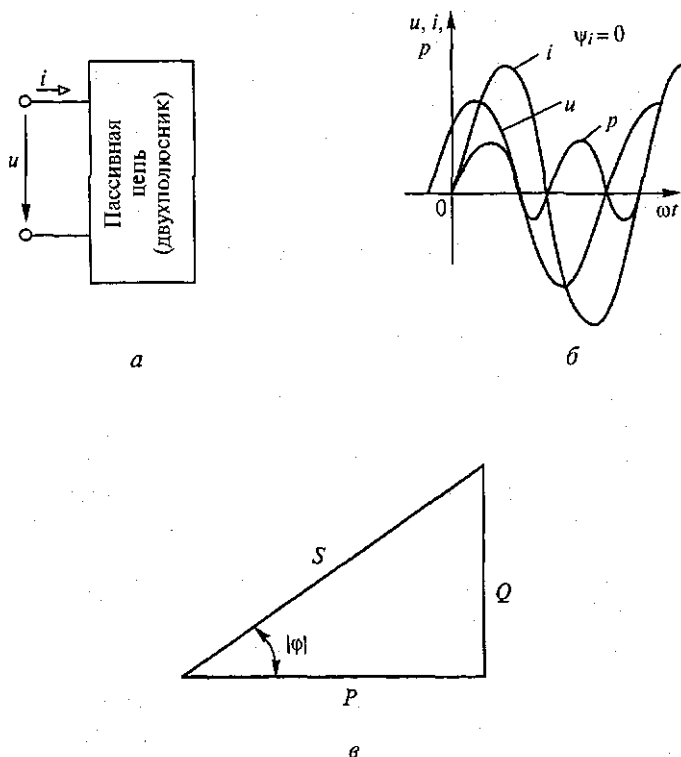


Рис. 3.4. Пассивный двухполюсник и его характеристики:
а — упрощенная схема; б — осциллограммы $u(t)$, $i(t)$ и $p(t)$; в — треугольник мощностей

Стрелки, обозначающие направления синусоидальных величин u , i , на рис. 3.4, *a* определяют условно-положительные направления этих величин в какой-то момент времени.

Найдем выражение для мгновенной мощности в общем случае. Если к цепи (рис. 3.4, *a*) приложено напряжение $u(t) = U_m \times \sin(\omega t + \psi_u)$, то ток в ней $i(t) = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ (рис. 3.4, *б*).

Мгновенная мощность цепи определяется по формуле*

$$p = u i = U_m \sin(\omega t + \psi_u) I_m \sin(\omega t + \psi_i) = UI \cos \varphi \times \\ \times [1 - \cos 2(\omega t + \psi_i)] + UI \sin \varphi \sin 2(\omega t + \psi_i) = p_R + p_x. \quad (3.4)$$

Из полученного выражения (3.4) следует, что мгновенная мощность p , график которой представлен на рис. 3.4, *б*, в общем случае состоит из двух составляющих мощностей, изменяющихся во времени с двойной частотой ω . Причем первая составляющая, обозначим ее p_R , изменяется относительно уровня, равного величине $UI \cos \varphi$, а вторая составляющая p_x колеблется относительно нулевого уровня.

Постоянная составляющая мгновенной мощности, равная среднему значению p за период, называется *активной мощностью*. Активная мощность обозначается прописной буквой P и по определению имеет вид

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = UI \cos \varphi. \quad (3.5)$$

Активная мощность определяет среднюю скорость безвозвратного поступления электрической энергии в цепь за период T , где она или рассеивается в виде теплоты, или преобразуется в другие виды энергии (механическую, лучистую и т. д.). Единицей измерения активной мощности является ватт (Вт).

Величина $UI \sin \varphi$, численно определяющая амплитуду колебания второй составляющей p_x мгновенной мощности p , называется *реактивной мощностью*. Реактивная мощность обозначается прописной буквой Q и по определению имеет вид

$$Q = UI \sin \varphi. \quad (3.6)$$

Реактивная мощность характеризует интенсивность обмена энергией между источником и электрической цепью. Она измеряется в вольт-амперах реактивных (сокращенно В·Ар).

* При выводе выражения (3.4) использованы тригонометрические формулы $\sin x \sin y = [\cos(x - y) - \cos(x + y)] / 2$; $\cos(x + y) = \cos x \cos y - \sin x \sin y$.

Полной мощностью S называется расчетная величина, определяемая по формуле

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = UI. \quad (3.7)$$

Полная мощность измеряется в вольт-амперах (В · А). Полная мощность характеризует предельную энергетическую возможность источника или вспомогательного устройства, включенного между источником и пассивной цепью. Электрические машины, трансформаторы и другие электротехнические устройства проектируются на определенные значения токов и напряжений, от которых зависят конструктивные, массовые, экономические и другие характеристики. Поэтому в их технико-эксплуатационных паспортах указываются номинальные значения токов и напряжений, по которым судят о полной мощности.

На основании формул (3.5), (3.6) и (3.7) можно построить прямоугольный треугольник (рис. 3.4, в), стороны которого будут численно равны соответствующим мощностям. Данный треугольник называется *треугольником мощностей*. Отношение активной мощности P к полной мощности S называют *коэффициентом мощности* и обозначают буквой λ . По определению

$$\lambda = P/S = \cos \varphi. \quad (3.8)$$

Из формулы (3.8) следует, что источник, работающий при номинальных напряжениях и токе, но при $\lambda < 1$, используется не в полной мере по энергетике (мощности). Очевидно, что для более полного использования установленной номинальной мощности источника необходимо повышать $\cos \varphi$ цепи до значений, близких к единице. О путях повышения коэффициента мощности будет сказано далее, когда станет известна зависимость угла φ от параметров цепи.

3.1.4. Элементы и параметры цепи переменного тока

В отличие от цепи постоянного тока* цепь переменного тока характеризуется разнообразными по своему влиянию на электрические величины параметрами.

Активное сопротивление. Рассмотрим цепь, состоящую из одного резистивного элемента R (рис. 3.5, а). Пусть к цепи приложено синусоидальное напряжение $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi_u)$. Найдем ток i , который для случая линейной цепи так же, как и напряжение u , будет изменяться по синусоидальному закону $i = I_m \times \sin(\omega t + \varphi_i)$. Согласно закону Ома

$$u = Ri. \quad (3.9)$$

* Цепь постоянного тока (пассивная часть цепи) характеризуется только одним параметром — сопротивлением постоянному току эквивалентного резистора.

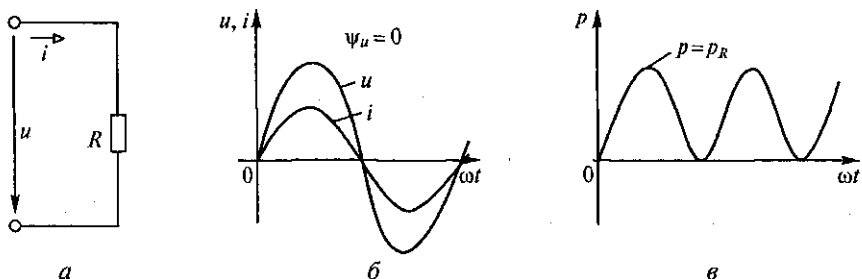


Рис. 3.5. Резистивный элемент в цепи синусоидального тока (а) и его характеристики:

б — осциллограммы $u(t)$, $i(t)$; в — осциллограмма мгновенной мощности $p(t)$

Формальная подстановка выражений, определяющих в общем виде u и i , в выражение (3.9), дает следующие формулы связи между параметрами напряжения и тока:

$$U_m = RI_m; \quad \psi_u = \psi_i \text{ или } \varphi = \psi_u - \psi_i = 0. \quad (3.10)$$

Так как $\varphi = 0$, мгновенную мощность p цепи, определяемую по формуле (3.4), а также другие виды мощностей можно рассчитывать по следующим формулам:

$$p = UI (1 - \cos 2\omega t);$$

$$P = UI; \quad Q = 0; \quad S = P.$$

В формуле (3.4) $\psi_i = 0$. С учетом первой формулы (3.10) выражение для активной мощности перепишем в виде

$$P = UI = I^2 R. \quad (3.11)$$

Формула (3.11) определяет параметр резистивного элемента — его сопротивление R переменному току: $R = P/I^2$.

Поскольку активная мощность цепи имеет место только при наличии в ней резистивных элементов, параметр резистивного элемента R чаще всего называют *активным сопротивлением*.

Графики изменения u , i и p представлены на рис. 3.5, б и в.

Индуктивное сопротивление — сопротивление переменному току индуктивного элемента. Для определения величины индуктивного сопротивления рассмотрим цепь, состоящую только из одной идеализированной индуктивной катушки (рис. 3.6, а). Пусть индуктивность катушки L , напряжение, приложенное к цепи, $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$.

Найдем параметры I_m , ψ_i тока $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$, протекающего в цепи.

Согласно закону электромагнитной индукции

$$u = L(di/dt). \quad (3.12)$$

Выполнив математические операции, предусмотренные формулой (3.12), получим тригонометрическое равенство

$$U_m \sin(\omega t + \psi_u) = L \omega I_m \sin(\omega t + \psi_i + 90^\circ). \quad (3.13)$$

Сопоставляя левую и правую части равенства (3.13), найдем следующие соотношения:

$$U_m = (L \omega) I_m = I_m x_L; \quad \psi_u = \psi_i + 90^\circ. \quad (3.14)$$

Величина $x_L = \omega L$, имеющая размерность сопротивления, называется *индуктивным сопротивлением*. Из формулы, определяющей x_L , следует, что индуктивное сопротивление прямо пропорционально частоте ω (рис. 3.6, в).

Мгновенная мощность p цепи для случая $\psi_i = 0$, т.е. $\psi_u = 90^\circ$, согласно соотношению (3.4) имеет вид

$$p = UI \sin 2\omega t.$$

Активная мощность $P = 0$, реактивная мощность $Q = UI$, полная мощность $S = Q$.

С учетом первого соотношения (3.14) реактивную мощность перепишем в виде

$$Q = I^2 x_L.$$

В силу того что индуктивный элемент в цепи вызывает появление только реактивной мощности, индуктивное сопротивление является *реактивным сопротивлением*.

Графики u , i , и p для случая $\psi_i = 0$ представлены на рис. 3.6, б.

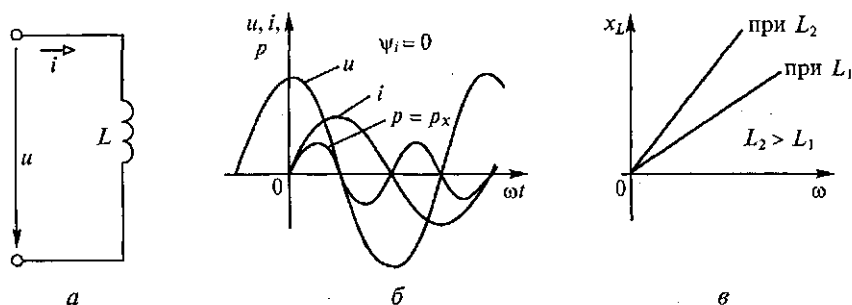


Рис. 3.6. Индуктивный элемент в цепи синусоидального тока (а) и его характеристики:

б — осциллограммы $u(t)$, $i(t)$, $p(t)$; в — зависимость реактивного сопротивления x_L от частоты

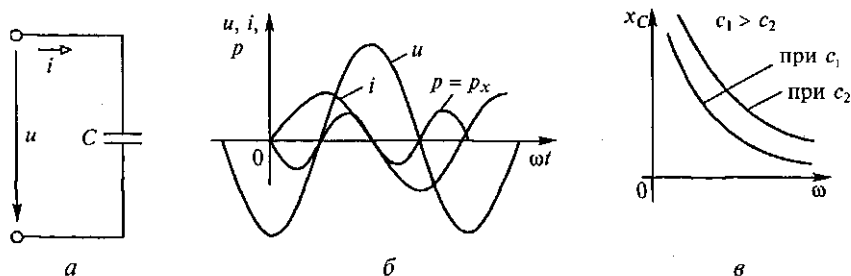


Рис. 3.7. Емкостный элемент в цепи синусоидального тока (а) и его характеристики:

б — осциллограммы $u(t)$, $i(t)$, $p(t)$; в — зависимость реактивного сопротивления x_C от частоты

Емкостное сопротивление — сопротивление емкостного элемента переменному току. Оно так же, как и индуктивное сопротивление, является реактивным сопротивлением.

Выполнив в общем виде расчет цепи*, изображенной на рис. 3.7, а, найдем следующие уравнения связи между параметрами напряжения u , приложенного к идеализированному конденсатору, и тока i , протекающего через него:

$$I_m = U_m C \omega = U_m / x_C; \quad \psi_i = \psi_u + 90^\circ. \quad (3.15)$$

Величина $x_C = 1 / (C \omega)$, имеющая размерность сопротивления, называется *емкостным сопротивлением*. Как видно из формулы, емкостное сопротивление обратно пропорционально частоте ω (рис. 3.7, в).

Мгновенную и другие мощности с учетом полученных ранее результатов (подразд. 3.1.3) запишем:

$$p = -U I \sin 2\omega t;$$

$$P = 0; \quad Q = -U I^{**}; \quad S = |Q|.$$

Формулу, определяющую реактивную мощность, перепишем в виде

$$Q = -UI = -I^2 x_C. \quad (3.16)$$

* Ток через конденсатор определяется по формуле $i = C (du_C/dt)$, где C — емкость конденсатора; u_C — напряжение на его обкладках.

** Следует иметь в виду, что реактивная мощность цепи, состоящей только из одного конденсатора, является величиной отрицательной. Данный результат вполне допустим, так как реактивная мощность, исходя из определения, является расчетной величиной.

Из формулы (3.16) следует, что x_C — реактивное сопротивление.

Графики u , i , и p , определяющие электромагнитное состояние рассмотренной цепи для случая $\psi_i = 0$, представлены на рис. 3.7, б.

Итак, цепь переменного тока в самом общем случае характеризуется активным и реактивным сопротивлениями. Активное сопротивление является параметром резистивного элемента. Реактивным сопротивлением являются индуктивное и емкостное сопротивления — параметры L и C элементов, вызывающих появление в цепи реактивной мощности.

3.1.5. Расчет цепей переменного тока

Комплексы электрических величин. Расчет цепей, состоящих из более чем одного элемента, выполняется, как правило, с использованием математического аппарата комплексных чисел*.

Введем комплексные числа \dot{U}_m и \dot{I}_m , модули которых будут равны амплитудам U_m и I_m , а аргументы — начальным фазам ψ_u и ψ_i напряжения и тока соответственно

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}; \quad \dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}, \quad (3.17)$$

где e — основание натурального логарифма.

Комплексные числа \dot{U}_m , \dot{I}_m называются *комплексной амплитудой* соответственно напряжения и тока. В расчетах чаще всего используются *комплексные действующие значения* напряжения \dot{U} и тока \dot{I} , которые определяются по формулам:

$$\dot{U} = \dot{U}_m / \sqrt{2} = U e^{j\psi_u}; \quad \dot{I} = \dot{I}_m / \sqrt{2} = I e^{j\psi_i}.$$

В дальнейшем комплексные величины \dot{U}_m , \dot{U} , \dot{I}_m , \dot{I} для краткости будем называть комплексами напряжения и тока.

Определим отношение комплекса напряжения \dot{U} к комплексу тока \dot{I} , которое обозначим \underline{Z} :

$$\underline{Z} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{U e^{j\psi_u}}{I e^{j\psi_i}} = \frac{U}{I} e^{j(\psi_u - \psi_i)} = Z e^{j\varphi}. \quad (3.18)$$

* Если не прибегать к комплексным числам, анализ цепей переменного тока помимо рассмотренных в подразд. 3.1.4 сопряжен с громоздкими вычислениями. В отличие от действительного числа, например x , определяющего некоторую точку вещественной оси Ox , комплексное число $z = x + jy$ определяет точку плоскости xOy , координаты которой есть числа x и y вещественной оси Ox и мнимой оси Oy соответственно. Здесь $j = \sqrt{-1}$ — мнимая единица (более подробно об этом см. приложение 2).

Здесь $Z = U/I$, $\varphi = \psi_u - \psi_i$ — модуль и аргумент комплексного числа \underline{Z} .

Уточним \underline{Z} для случая, когда комплексы \dot{U} и \dot{I} относятся к одному и тому же участку цепи.

Комплексное сопротивление. Комплексное число \underline{Z} , равное отношению комплекса напряжения \dot{U} к комплексу тока \dot{I} , принадлежащих одному и тому же участку цепи, называется *комплексным сопротивлением* \underline{Z} этого участка.

На основании формулы (3.18) и результатов, полученных в подразд. 3.1.4, найдем комплексные сопротивления R , L и C элементов:

$$\underline{Z}_R = \frac{\dot{U}_R}{\dot{I}_R} = \frac{U_R}{I_R} e^{j(\psi_{uR} - \psi_{iR})} = \underline{Z}_R e^{j\varphi_R} = R e^{j0} = R;$$

$$\underline{Z}_L = \frac{\dot{U}_L}{\dot{I}_L} = \frac{U_L}{I_L} e^{j(\psi_{uL} - \psi_{iL})} = \underline{Z}_L e^{j\varphi_L} = x_L e^{j90^\circ} = jx_L;$$

$$\underline{Z}_C = \frac{\dot{U}_C}{\dot{I}_C} = \frac{U_C}{I_C} e^{j(\psi_{uC} - \psi_{iC})} = \underline{Z}_C e^{j\varphi_C} = x_C e^{-j90^\circ} = -jx_C.$$

Таким образом, сопоставление параметров напряжения и тока, относящихся к R , L , C элементам, может быть определено с помощью комплексных чисел, которые мы назвали комплексными сопротивлениями элементов. Полученный результат (табл. 3.1) свидетельствует о целесообразности использования комплексных чисел при расчетах цепей переменного тока.

Т а б л и ц а 3.1

Элемент	$Z = U/I$	$\varphi = \psi_u - \psi_i$	$\underline{Z} = \dot{U}/\dot{I}$
R	R	0°	R
L	x_L	90°	jx_L
C	x_C	-90°	$-jx_C$

Закон Ома в комплексной форме. Перепишем формулу (3.18) в виде

$$\dot{I} = \dot{U}/\underline{Z}. \quad (3.19)$$

Формула (3.19) определяет закон Ома в комплексной форме.

Описание электромагнитного состояния любого пассивного участка цепи, включая участки с L - и C -элементами, с помощью формулы (3.19) позволяет существенным образом упро-

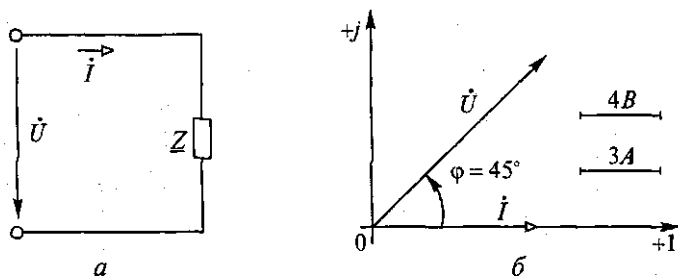


Рис. 3.8. Активно-индуктивный двухполюсник (а) и его векторная диаграмма (б)

стить расчет цепей переменного тока*. Чтобы подчеркнуть алгебраическую структуру формулы (3.19), комплексные сопротивления на схемах обозначают так же, как и резистивные элементы, т.е. в виде прямоугольников (рис. 3.8, а).

Векторная диаграмма. При анализе установившегося электромагнитного состояния цепи переменного тока широко используется векторная диаграмма.

Векторной диаграммой называется совокупность векторов — комплексов \dot{U} , \dot{I} (\dot{U}_m , \dot{I}_m) напряжений и токов электрической цепи одной частоты, построенная на комплексной плоскости с учетом фазовых соотношений.

В качестве примера на рис. 3.8, б изображена векторная диаграмма цепи, схема которой представлена на рис. 3.8, а.

На схеме и диаграмме комплексы напряжения \dot{U} и тока \dot{I} определены комплексными числами: $\dot{U} = 12 e^{j \cdot 45^\circ}$, $\dot{I} = 6 e^{j \cdot 0^\circ}$. Отсюда находим $\underline{Z} = \dot{U} / \dot{I} = 12 e^{j \cdot 45^\circ} / 6 e^{j \cdot 0^\circ} = 2 e^{j \cdot 45^\circ} = \sqrt{2} (1 + j)$.

Векторная диаграмма цепи имеет большое практическое значение. Часто предварительное (качественное) построение векторной диаграммы помогает более грамотно подойти к расчету цепи.

Определение мгновенных напряжений и токов по известным комплексам. Из векторной диаграммы следует, что проекции векторов $\dot{U}_m = \sqrt{2} \dot{U}$ и $\dot{I}_m = \sqrt{2} \dot{I}$ на мнимую ось $0j$ определяют мгновенные значения u и i для момента времени $t = 0$ (рис. 3.9, а). Пусть теперь векторы \dot{U}_m и \dot{I}_m вращаются относительно неподвижной системы координат $0j$ с угловой скоростью ω против направления движения часовой стрелки. Тогда проекции вращающихся векторов \dot{U}_m и \dot{I}_m на ось $0j$ в произвольный момент време-

* Мгновенное напряжение и ток на R -, L -, C -элементах связаны между собой различными соотношениями: $u_R = i_R R$; $u_L = L di_L / dt$; $u_C = 1/C \int i_C dt$.

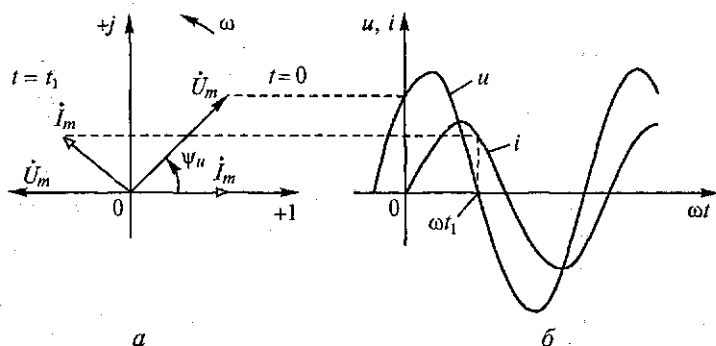


Рис. 3.9. Связь векторной диаграммы (а) с осциллограммой (б) синусоидальных величин

ни t_1 определяют мгновенные значения u и i , соответствующие моменту времени $t = t_1$ (рис. 3.9, б).

Следовательно, между векторами \dot{U}_m и \dot{I}_m и функциями u и i существует взаимно однозначное соответствие*, которое позволяет найти (определить при известной частоте ω) u и i через известные \dot{U}_m и \dot{I}_m по формулам**:

$$\begin{aligned} u &= U_m \sin(\omega t + \psi_u) = \text{Im}[U_m e^{j(\omega t + \psi_u)}] = \text{Im}[\dot{U}_m e^{j\omega t}]; \\ i &= I_m \sin(\omega t + \psi_i) = \text{Im}[I_m e^{j(\omega t + \psi_i)}] = \text{Im}[\dot{I}_m e^{j\omega t}], \end{aligned} \quad (3.20)$$

где $\text{Im}[\dots]$ — оператор выделения мнимой части комплексной функции, заключенной в квадратных скобках.

В выражениях (3.20) величины $\dot{U}_m e^{j\omega t}$, $\dot{I}_m e^{j\omega t}$ называются соответственно комплексным мгновенным напряжением и комплексным мгновенным током.

Законы Кирхгофа в комплексной форме. Запишем законы Кирхгофа в общем виде:

$$\sum i_k = 0; \quad \sum u_k = \sum e_k. \quad (3.21)$$

С учетом формул (3.20) равенства (3.21) перепишем в следующем виде:

$$\sum \text{Im}\{\dot{I}_m e^{j\omega t}\} = 0; \quad \sum \text{Im}\{\dot{U}_m e^{j\omega t}\} = \sum \text{Im}\{\dot{E}_m e^{j\omega t}\}. \quad (3.22)$$

* Соответствие между синусоидальной функцией f и ее изображением F на комплексной плоскости (комплексом) математически записывается так: $f \leftrightarrow F$.

** Формулы (3.20) получены на основании формулы Эйлера: $e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \sin \alpha$, в которой аргумент α положен равным $\omega t + \psi$.

Из векторного анализа известно, что сумма проекций векторов на какую-либо ось равна проекции вектора, равного сумме векторов. Следовательно,

$$\begin{aligned}\sum \operatorname{Im}\{I_m e^{j\omega t}\} &= \operatorname{Im}\{\sum I_m e^{j\omega t}\}; \\ \sum \operatorname{Im}\{\dot{U}_m e^{j\omega t}\} &= \operatorname{Im}\{\sum \dot{U}_m e^{j\omega t}\}; \\ \sum \operatorname{Im}\{\dot{E}_m e^{j\omega t}\} &= \operatorname{Im}\{\sum \dot{E}_m e^{j\omega t}\}.\end{aligned}\quad (3.23)$$

Таким образом, с учетом формул (3.23) равенства (3.22) возможны только в том случае, если

$$\sum I_m e^{j\omega t} = 0; \quad \sum \dot{U}_m e^{j\omega t} = \sum \dot{E}_m e^{j\omega t}. \quad (3.24)$$

Равенства (3.24) определяют законы Кирхгофа относительно комплексных мгновенных токов, напряжений и ЭДС.

Разделив левую и правую части равенств (3.24) на $\sqrt{2}e^{j\omega t}$, получим законы Кирхгофа относительно комплексов I, \dot{U}, \dot{E} :

$$\sum I = 0; \quad \sum \dot{U} = \sum \dot{E}. \quad (3.25)$$

Если сравнить полученные законы Ома и Кирхгофа в комплексной форме с аналогичными законами для цепи постоянного тока, структурные отличия между ними не обнаружатся. Следовательно, расчет цепи переменного тока относительно комплексов сведется к решению системы *алгебраических уравнений*, составленных на основании законов Кирхгофа (3.25) и Ома (3.19).

Уравнение баланса мощностей в комплексной форме. Определим комплексную мощность \underline{S} цепи по формуле

$$\underline{S} = P + jQ.$$

Переводя \underline{S} в показательную форму комплексного числа, получим

$$\begin{aligned}\underline{S} = P + jQ &= \sqrt{P^2 + Q^2} (\cos \varphi + j \sin \varphi) = \\ &= S e^{j\varphi} = U I e^{j(\psi_u - \psi_i)} = \dot{U} \ddot{I} = I^2 \underline{Z},\end{aligned}\quad (3.26)$$

где $\ddot{I} = I e^{-j\psi_i}$ — комплекс тока, сопряженный с \dot{I} .

Таким образом, чтобы найти активную (P) и реактивную (Q) мощности цепи, достаточно найти \underline{S} по формуле (3.26).

Уравнение баланса мощностей в комплексной форме имеет следующий вид:

$$\sum_{k=1}^{n_E} \dot{U}_k \ddot{I}_k = \sum_{k=1}^{n_Z} I_k^2 \underline{Z}_k,$$

где n_E, n_Z — число источников (как правило, $n_E = 1$) и пассивных элементов (участков) в цепи соответственно; \dot{U}_k, \ddot{I}_k — комплексы напряжения и сопряженного тока k -го источника соответственно; I_k, \underline{Z}_k — действующее значение и комплексное сопротивление k -го пассивного участка цепи.

Неразветвленная цепь переменного тока. Рассмотрим цепь, состоящую из последовательно соединенных элементов R, L, C (рис. 3.10). Знак « \leftrightarrow », помещенный между рис. 3.10, а и б, означает взаимно однозначное соответствие приведенных схем для мгновенных и комплексных величин токов и напряжений по аналогии с тем, что $u(t) \leftrightarrow \dot{U}_m, i(t) \leftrightarrow \dot{I}_m$.

В соответствии со вторым законом Кирхгофа и законом Ома в комплексной форме электромагнитное состояние расчетной схемы (см. рис. 3.10, б) определяется следующим уравнением:

$$\dot{U} = \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C = \dot{I} (\underline{Z}_R + \underline{Z}_L + \underline{Z}_C) = \dot{I} \underline{Z}. \quad (3.27)$$

Здесь $\underline{Z} = \underline{Z}_R + \underline{Z}_L + \underline{Z}_C$ — комплексное сопротивление схемы (рис. 3.10, в), эквивалентной исходной схеме (рис. 3.10, б), или \underline{Z} — эквивалентное комплексное сопротивление последовательно соединенных комплексных сопротивлений $\underline{Z}_R, \underline{Z}_L, \underline{Z}_C$.

Обобщая полученный результат, находим, что последовательное соединение n комплексных сопротивлений $\underline{Z}_k, k = 1 \dots n$ может быть представлено одним комплексным сопротивлением:

$$\underline{Z} = \sum_{k=1}^n \underline{Z}_k.$$

Для рассматриваемой цепи $\underline{Z} = \underline{Z}_R + \underline{Z}_L + \underline{Z}_C = R + j \times (x_L - x_C)$.

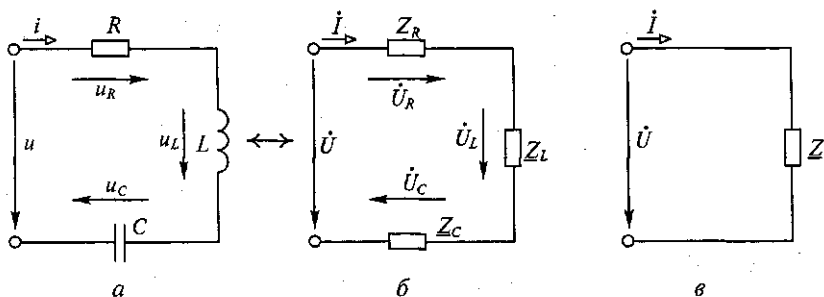


Рис. 3.10. Простейшая неразветвленная цепь переменного тока:
а — реальная; б и в — расчетные

Запишем \underline{Z} в трех формах комплексного числа и введем новые величины:

$$\underline{Z} = R + j(x_L - x_C) = R + jx = Z (\cos \varphi + j \sin \varphi) = Z e^{j\varphi}.$$

Здесь R — активное сопротивление; x — реактивное сопротивление всей цепи; $Z = \sqrt{R^2 + x^2}$ — полное сопротивление цепи (участка цепи) в зависимости от того, к чему относится \underline{Z}^* ; $\varphi = \arctg (x / R)$ — аргумент комплексного сопротивления \underline{Z} .

Возвращаясь к выражению (3.27), найдем

$$\begin{aligned} \dot{I} &= I e^{j\psi_i} = \dot{U} / \underline{Z} = (U / Z) e^{j(\psi_u - \varphi)}; \\ \dot{U}_R &= U_R e^{j\psi_{uR}} = \dot{I} \underline{Z}_R = I R e^{j\psi_i}; \\ \dot{U}_L &= U_L e^{j\psi_{uL}} = \dot{I} \underline{Z}_L = I x_L e^{j(\psi_i + 90^\circ)}; \\ \dot{U}_C &= U_C e^{j\psi_{uC}} = \dot{I} \underline{Z}_C = I x_C e^{j(\psi_i - 90^\circ)}. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Определим активную (P) и реактивную (Q) мощности цепи:

$$\begin{aligned} P &= UI \cos \varphi = UI R / Z = I^2 R; \\ Q &= UI \sin \varphi = UI x / Z = I^2 x. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Полученные соотношения (3.28), (3.29) позволяют рассчитать рассмотренную цепь при заданном напряжении $u(t)$ и известных параметрах цепи.

Правильность расчета цепи проверяется уравнением баланса мощностей, которое имеет вид

$$\dot{U} \dot{I} = I^2 R + j I^2 x.$$

Разветвленная цепь переменного тока. Комплексная проводимость. Простейшая разветвленная цепь переменного тока, состоящая из двух параллельно соединенных ветвей с различными реактивными элементами, приведена на рис. 3.11.

При известном синусоидальном напряжении $u(t)$, приложенном к цепи (известных U_m, ψ_u, ω), и известных параметрах цепи R_1, R_2, L, C токи в ветвях и неразветвленной части цепи $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}$

* Например, в рассматриваемой цепи можно выделить шесть комбинаций участков, комплексные сопротивления которых определяются по следующим формулам:

для участка R $x = 0, \underline{Z}_R = R;$	для участка $R - C$ $\underline{Z}_{R-C} = R - j x_C;$
для участка C $R = 0, \underline{Z}_C = -j x_C;$	для участка $R - L$ $\underline{Z}_{R-L} = R + j x_L;$
для участка L $R = 0, \underline{Z}_L = j x_L;$	для участка $L - C$ $\underline{Z}_{L-C} = j (x_L - x_C).$

определяются на основании закона Ома и первого закона Кирхгофа по формулам

$$\dot{I}_k = \dot{U} / \underline{Z}_k = \dot{U} \underline{Y}_k, k = 1, 2;$$

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \dot{U} (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2) = \dot{U} \underline{Y},$$

где $\underline{Y}_k = 1/\underline{Z}_k$ — комплексная проводимость k -й ветви, комплексное сопротивление которой $\underline{Z}_k = R_k + jx_k$; $\underline{Y} = 1/\underline{Z}$ — комплексная проводимость всей цепи, комплексное сопротивление которой $\underline{Z} = R + jx$ (для рассматриваемой схемы $x_1 = x_L, x_2 = -x_C$).

Обобщая полученный результат, приходим к выводу, что цепь, состоящая из n параллельно соединенных ветвей с комплексными проводимостями $\underline{Y}_k, k = 1 \dots n$, эквивалентна цепи, комплексная проводимость которой $\underline{Y} = \sum_{k=1}^n \underline{Y}_k$.

Комплексная проводимость \underline{Y} , так же как и комплексное сопротивление \underline{Z} , может быть представлена в трех формах комплексного числа, связь между которыми устанавливается следующими формулами:

$$\begin{aligned} \underline{Y} = 1/\underline{Z} &= \frac{1}{R + jx} = \frac{R - jx}{R^2 + x^2} = \frac{R}{R^2 + x^2} - j \frac{x}{R^2 + x^2} = g - jb = \\ &= \sqrt{g^2 + b^2} \left(\frac{g}{\sqrt{g^2 + b^2}} - j \frac{b}{\sqrt{g^2 + b^2}} \right) = y (\cos \varphi - j \sin \varphi) = y e^{-j\varphi}, \end{aligned}$$

где $g = R/(R^2 + x^2)$ — активная проводимость; $b = x/(R^2 + x^2)$ — реактивная проводимость; $y = \sqrt{g^2 + b^2}$ — полная проводимость цепи (участка цепи); $\varphi = \arctg(b/g) = \arctg(x/R) = \psi_u - \psi_i$ — угол сдвига фаз между напряжением и током на входе цепи или же на

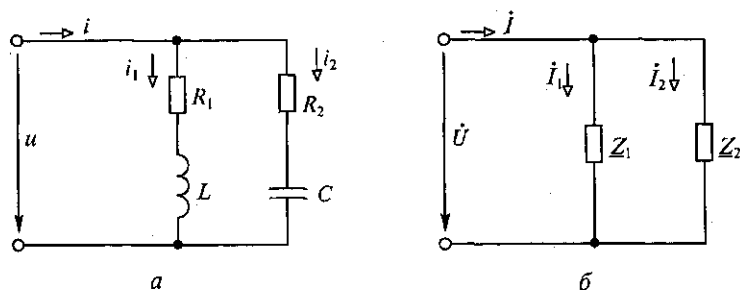


Рис. 3.11. Простейшая разветвленная цепь переменного тока:
а — реальная; б — расчетная

участке цепи в зависимости от того, к чему (к цепи или участку) относится \underline{Y} .

Уравнения* баланса мощностей для рассмотренной цепи имеют вид

$$P = \operatorname{Re}\{\underline{\dot{U}} \underline{\dot{I}}\} = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2;$$

$$Q = \operatorname{Im}\{\underline{\dot{U}} \underline{\dot{I}}\} = I_1^2 x_L - I_2^2 x_C,$$

где $\operatorname{Re}\{\dots\}$ — оператор выделения вещественной части комплексного числа, стоящего в фигурных скобках.

3.1.6. Резонансные явления в цепях переменного тока

Основные понятия и определения. Амплитуды колебаний токов и напряжений в цепях переменного тока зависят от многих факторов: параметров цепи, амплитуды приложенного к цепи напряжения и, самое главное, при наличии в цепях реактивных элементов они зависят от частоты приложенного напряжения.

Явление значительного изменения амплитуд колебаний каких-либо электрических величин в цепи переменного тока при приближении варьируемого параметра к некоторому значению называется *резонансным явлением* или *резонансом*.

Электрическая цепь, в которой может возникнуть резонанс, называется *колебательным контуром*. Различают последовательный и параллельный колебательные контуры.

Последовательным колебательным контуром называется цепь, состоящая из последовательно соединенных участков с разнохарактерными реактивными сопротивлениями.

Параллельным колебательным контуром называется цепь, состоящая из параллельно соединенных ветвей с разнохарактерными реактивными сопротивлениями.

Резонанс в электрической цепи сопровождается особым режимом гармонических колебаний, при котором колебания напряжения и тока на входе цепи находятся в фазе, т. е. $\varphi = 0$.

Резонанс напряжений. Режим гармонических колебаний в последовательном колебательном контуре, при котором сдвиг фаз φ между напряжением и током на входе контура равен нулю, называется *резонансом напряжений*.

Таким образом, из формулы $\varphi = \arctg(x/R)$ условием возникновения резонанса напряжений является

$$x = 0, \quad (3.30)$$

где x — реактивное сопротивление цепи.

* Одно уравнение баланса мощностей в комплексной форме включает в себя два действительных уравнения баланса активной (P) и реактивной (Q) мощностей.

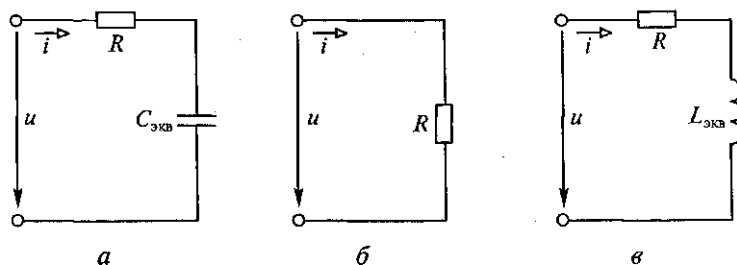


Рис. 3.12. Эквивалентные цепи последовательного колебательного контура:

a — при $\omega < \omega_0$; *б* — при $\omega = \omega_0$; *в* — при $\omega > \omega_0$

Простейшим последовательным колебательным контуром является цепь, приведенная на рис. 3.10 (см. подразд. 3.1.5). Для этой цепи $x = x_L - x_C$. Условие возникновения резонанса (3.30) приводит к равенству $x_L - x_C = \omega L - 1/(\omega C) = 0$, которое можно выполнить путем изменения значений L , C , ω . Например, при неизменных L и C резонанс наступит при частоте

$$\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \quad (3.31)$$

Заметим, что до резонанса, т. е. при $\omega < \omega_0$, $x < 0$, $\varphi < 0$, а после резонанса, т. е. при $\omega > \omega_0$, $x > 0$, $\varphi > 0$. В первом случае говорят, что цепь по отношению к источнику имеет активно-емкостный характер, а во втором — активно-индуктивный.

Таким образом, одна и та же цепь, в зависимости от того на какой частоте происходят колебания токов и напряжений, эквивалентна трем различным цепям (рис. 3.12).

На рис. 3.13 приведены векторные диаграммы цепи при $\omega < \omega_0$ (*a*), $\omega = \omega_0$ (*б*), $\omega > \omega_0$ (*в*).

Частотные характеристики. Так называются зависимости $I(\omega)$, $U_L(\omega)$, $U_C(\omega)$, $U_R(\omega)$, $\varphi(\omega)$ цепи при $U = \text{const}$, которые приведены на рис. 3.14. Частотные характеристики получены на

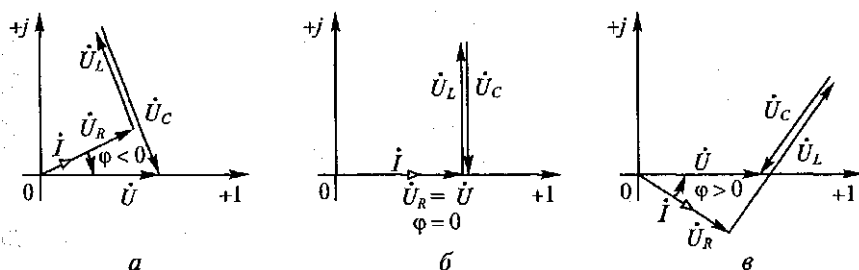


Рис. 3.13. Векторные диаграммы последовательного контура:

a — при $\omega < \omega_0$; *б* — при $\omega = \omega_0$; *в* — при $\omega > \omega_0$

основании формул (3.28), в которых реактивные сопротивления «раскрыты», т.е. представлены в явном виде ($x_L = \omega L$, $x_C = 1/(\omega C)$):

$$I(\omega) = \frac{U}{\sqrt{R^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2}};$$

$$U_R(\omega) = I(\omega)R = \frac{UR}{\sqrt{R^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2}};$$

$$U_L(\omega) = I(\omega)\omega L = \frac{U\omega L}{\sqrt{R^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2}};$$

$$U_C(\omega) = I(\omega)/(\omega C) = \frac{U}{\omega C \sqrt{R^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2}};$$

$$\varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{\omega L - 1/(\omega C)}{R}\right).$$

С учетом выражения (3.31) находим, что при резонансе:
 индуктивное сопротивление $x_{L0} = \omega_0 L = \sqrt{L/C}$;
 емкостное сопротивление $x_{C0} = 1/(\omega_0 C) = \sqrt{L/C}$;
 ток в цепи достигает максимально возможного значения $I_0 = U/R$;
 напряжение на индуктивной катушке

$$U_{L0} = I_0 x_{L0} = U \sqrt{L/C} / R = Uq; \quad (3.32)$$

напряжение на конденсаторе

$$U_{C0} = I_0 x_{C0} = U \sqrt{L/C} / R = Uq; \quad (3.33)$$

напряжение на резисторе $U_{R0} = I_0 R = U$.

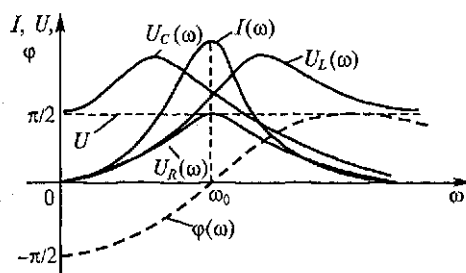


Рис. 3.14. Частотные характеристики последовательного колебательного контура

В формулах (3.32) и (3.33) величина $q = \sqrt{L/C} / R$ называется *добротностью* последовательного колебательного контура. В случае когда $\sqrt{L/C} > R$, т.е. $q > 1$, напряжения на индуктивной катушке и конденсаторе при резонансе будут больше напряжения на входе цепи. По этой причине резонанс в последовательном колебательном контуре называется *резонансом напряжений*.

Отметим, что при резонансе реактивная мощность всей цепи

$$Q = I^2(x_L - x_C) = 0.$$

Следовательно, при резонансе напряжений колебания энергии между источником и цепью нет, мгновенная мощность цепи $p \geq 0$. То есть при резонансе происходит непрерывное преобразование электрической энергии в тепловую при эффективном ($\lambda = 1$) использовании источника установленной мощности.

Резонанс токов. Режим гармонических колебаний в параллельном колебательном контуре, при котором $\varphi = 0$, называется *резонансом токов*.

Исходя из формулы $\varphi = \arctg(x/R) = \arctg(b/g)$, условие возникновения резонанса может быть выражено как через x , так и через b . Однако резонанс в параллельном колебательном контуре принято выражать через $b = 0$.

Схема замещения простейшего параллельного колебательного контура* приведена на рис. 3.11. Для этой схемы

$$b = b_1 + b_2 = \frac{x_L}{R_1^2 + x_L^2} - \frac{x_C}{R_2^2 + x_C^2} = 0$$

может быть получено путем изменения R_1, R_2, L, C (одного параметра при фиксированных остальных). Например, при неизменных R_1, R_2, L, C резонанс наступит при частоте

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{R_1^2 - L/C}{R_2^2 - L/C}}. \quad (3.34)$$

Выражение (3.34) показывает, что резонанс токов в рассматриваемой схеме возможен при различных соотношениях между параметрами цепи. Наиболее распространенным случаем, с которым чаще всего приходится сталкиваться на практике, является случай, когда $L/C \gg R_1^2, L/C \gg R_2^2$. В этом случае $\omega_0 \approx 1/\sqrt{LC}$.

* Идеальный параллельный колебательный контур состоит только из индуктивной катушки и конденсатора.

Активная проводимость цепи при резонансе

$$g = g_1 + g_2 = \frac{R_1}{R_1^2 + x_{L0}^2} + \frac{R_2}{R_2^2 + x_{C0}^2} \approx \frac{R_1}{x_{L0}^2} + \frac{R_2}{x_{C0}^2} = \frac{R_1 + R_2}{L/C}.$$

Ток в неразветвленной части цепи при резонансе

$$I = U (g_1 + g_2) \approx U \frac{R_1 + R_2}{L/C}.$$

Токи в параллельных ветвях при резонансе

$$I_1 = U y_1 = U \sqrt{\left(\frac{R_1}{R_1^2 + x_{L0}^2}\right)^2 + \left(\frac{x_{L0}}{R_1^2 + x_{L0}^2}\right)^2} \approx U \frac{1}{x_{L0}} = \frac{U}{\sqrt{L/C}};$$

$$I_2 = U y_2 = U \sqrt{\left(\frac{R_2}{R_2^2 + x_{C0}^2}\right)^2 + \left(\frac{x_{C0}}{R_2^2 + x_{C0}^2}\right)^2} \approx U \frac{1}{x_{C0}} = \frac{U}{\sqrt{L/C}}.$$

Добротность цепи, равная отношению действующих токов при резонансе:

$$q = \frac{I_1}{I} = \frac{I_2}{I} \approx \frac{\sqrt{L/C}}{R_1 + R_2}. \quad (3.35)$$

В соответствии с выражением (3.35) токи в параллельных ветвях при резонансе будут превышать ток в неразветвленной части цепи, если $q > 1$. По этой причине резонанс в параллельном колебательном контуре называют *резонансом токов*.

На рис. 3.15 приведены частотные характеристики $I(\omega)$, $I_1(\omega)$, $I_2(\omega)$, $\varphi(\omega)$ цепи (см. рис. 3.11) при $U = \text{const}$, $x_{L0} \gg R_1$, $x_{C0} \gg R_2$. Векторная диаграмма цепи при резонансе токов показана на рис. 3.16.

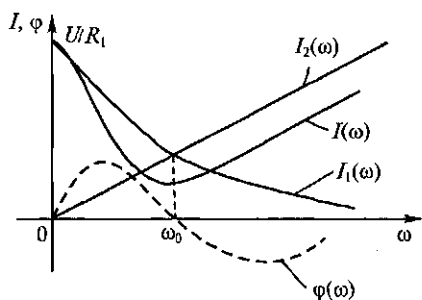


Рис. 3.15. Частотные характеристики параллельного колебательного контура

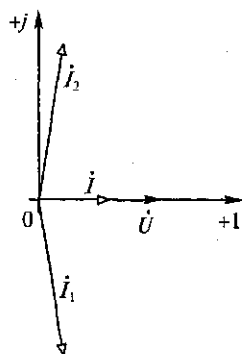


Рис. 3.16. Векторная диаграмма параллельного колебательного контура при резонансе

При резонансе токов реактивная мощность всей цепи

$$Q = UI \sin \varphi = UIb/y = U^2 b = U^2 (b_1 + b_2) = 0,$$

тогда как ее составляющие $Q_1 = U^2 b_1$ и $Q_2 = U^2 b_2$ отличны от нуля. Отсюда следует, что при резонансе колебание мгновенной мощности происходит только между элементами L и C , не выходя за пределы цепи, т.е. к источнику. Колебание мгновенной мощности между элементами сопровождается безвозвратными потерями энергии на R -элементах. Величина этих потерь определяется потребляемой от источника активной мощностью

$$P = UI \cos \varphi = UIg/y = U^2 g = U^2 (g_1 + g_2).$$

Повышение коэффициента мощности источника. Большинство промышленных и бытовых приемников электроэнергии по отношению к источнику являются активно-индуктивной нагрузкой, которая, как известно, определяет сдвиг фаз $\varphi > 0$. На рис. 3.17, *а* приведена простейшая цепь, имеющая активно-индуктивный характер, на рис. 3.17, *б* — ее векторная диаграмма.

Источник развивает мощность $S = UI$, в приемнике — $P = I^2 R$, причем

$$P = S \cos \varphi < S.$$

Рассмотрим цепь (рис. 3.18, *а*), в которой параллельно к прежнему приемнику энергии подключен конденсатор C .

Если источник близок к идеальному, т.е. если напряжение U источника остается неизменным в достаточно широком диапазоне изменения нагрузки, режим работы приемника энергии не изменится: $I_n = I$, активная мощность приемника останется прежней. Однако режим работы источника существенным образом изменится: ток источника I_r уменьшится, а следовательно, уменьшится и мощность S , отдаваемая источником. Более того, соответствующим подбором величины емкости C можно добиться ся режима работы источника при максимальном значении $\lambda = 1$.

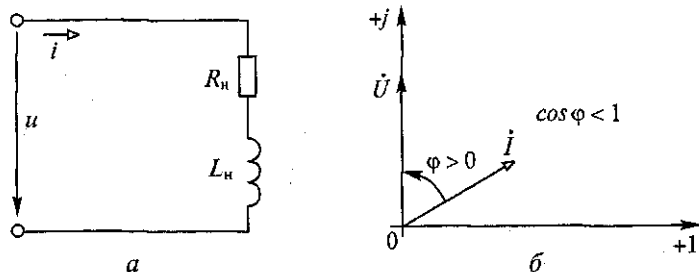


Рис. 3.17. Активно-индуктивная цепь (*а*) и ее векторная диаграмма (*б*)

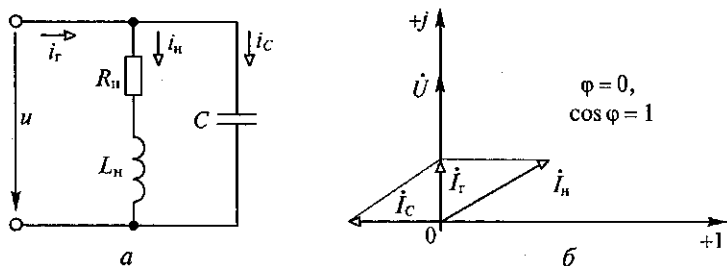


Рис. 3.18. Повышение значения $\cos \varphi$ активно-индуктивного приемника с помощью конденсатора (а) и векторная диаграмма приемника для идеального случая при $\cos \varphi = 1$

В этом случае $S = P$. Данный режим работы цепи, который, как уже известно, называется резонансом, представлен векторной диаграммой на рис. 3.18, б.

3.1.7. Электрические цепи переменного тока с магнитосвязанными элементами

В состав электрических цепей переменного тока могут входить индуктивные катушки, связанные между собой посредством магнитного потока. Такие индуктивные катушки называются *магнитосвязанными*. В цепях, содержащих магнитосвязанные элементы, возникают ЭДС взаимной индукции, которые необходимо учитывать при расчетах.

ЭДС взаимной индукции. Явление наведения ЭДС в одной индуктивной катушке при изменении тока в другой, магнитосвязанной с первой, называют *взаимной индукцией*. Наведенную (индуктированную) ЭДС называют ЭДС взаимной индукции и обозначают e_M .

Найдем формулу, определяющую e_M . Пусть индуктивные катушки с числами витков w_1 и w_2 и индуктивностями L_1 и L_2 магнитосвязаны. По первой катушке протекает ток i_1 , по второй — ток i_2 (рис. 3.19, а). Найдем магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 , потокосцепления Ψ_1 и Ψ_2 катушек.

Введем обозначения:

Φ_{11} , Φ_{22} — магнитные потоки первой и второй катушек без учета потоков взаимной индукции, т.е. потоки самоиндукции;

Φ_{12} , Φ_{21} — потоки взаимной индукции, а именно Φ_{12} — поток, созданный током i_1 , связанный с витками w_2 , Φ_{21} — поток, созданный током i_2 , связанный с витками w_1 ;

Φ_{1s} , Φ_{2s} — магнитные потоки рассеяния катушек, а именно: Φ_{1s} — поток, созданный током i_1 , связанный с витком w_1 ; Φ_{2s} — поток, созданный током i_2 , связанный с витками w_2 ;

Φ_1, Φ_2 — результирующие магнитные потоки соответственно первой и второй катушек.

С учетом принятых обозначений

$$\begin{aligned}\Phi_{11} &= \Phi_{1s} + \Phi_{12}; & \Phi_{22} &= \Phi_{2s} + \Phi_{21}; \\ \Phi_1 &= \Phi_{11} \pm \Phi_{21}; & \Phi_2 &= \Phi_{22} \pm \Phi_{12}.\end{aligned}\quad (3.36)$$

Во второй строке формул (3.36) знак «+» для случая согласного включения катушек, знак «-» — для встречного включения катушек. Включение катушек называется *согласным*, если потоки самоиндукции и взаимоиндукции направлены в одну и ту же сторону, в противном случае включение катушек называется *встречным*.

Потокосцепление катушки с числом витков w определяется по формуле $\psi = \sum_{k=1}^w \Phi_k$, где Φ_k — поток, сцепленный с k -м витком катушки. В инженерных расчетах используют более простую формулу

$$\psi = w \Phi. \quad (3.37)$$

На основании формулы (3.37)

$$\psi_1 = w_1 \Phi_1 = w_1 (\Phi_{11} \pm \Phi_{21}) = \psi_{11} \pm \psi_{21};$$

$$\psi_2 = w_2 \Phi_2 = w_2 (\Phi_{22} \pm \Phi_{12}) = \psi_{22} \pm \psi_{12}.$$

Для индуктивной катушки без стального сердечника $\psi \sim i$, следовательно:

$$\begin{aligned}\psi_{11} &= L_1 i_1, & \psi_{22} &= L_2 i_2; \\ \psi_{21} &= M i_2, & \psi_{12} &= M i_1.\end{aligned}\quad (3.38)$$

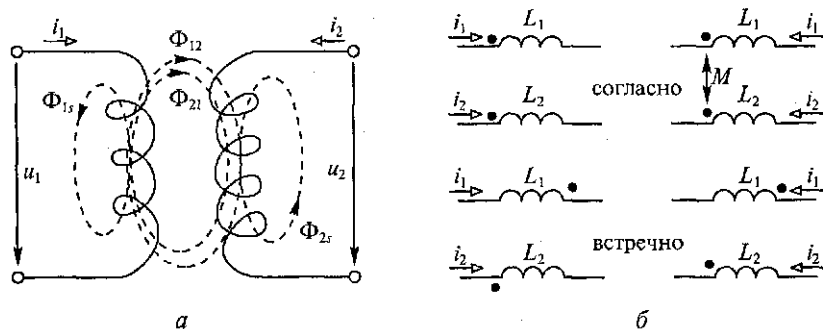


Рис. 3.19. Магнитные потоки индуктивно связанных катушек (а), возможные комбинации согласного и встречного включений магнитосвязанных индуктивных катушек (б)

В формулах (3.38) коэффициент M называется *взаимной индуктивностью* катушек, коэффициенты L_1 , L_2 — собственные индуктивности первой и второй катушек.

Согласно закону электромагнитной индукции, изменяющиеся во времени потокоцепления ψ_1 и ψ_2 наведут в катушках ЭДС

$$e_1 = -\frac{d\psi_1}{dt} = -\left(L_1 \frac{di_1}{dt} \pm M \frac{di_2}{dt}\right) = e_{1L} \pm e_{1M};$$

$$e_2 = -\frac{d\psi_2}{dt} = -\left(L_2 \frac{di_2}{dt} \pm M \frac{di_1}{dt}\right) = e_{2L} \pm e_{2M},$$

где e_{1L} , e_{2L} — ЭДС самоиндукции; e_{1M} , e_{2M} — ЭДС взаимной индукции, наведенные соответственно в первой и во второй катушках.

Для оценки степени магнитной связи между катушками вводят безразмерный параметр, который называется *коэффициентом связи* и обозначается буквой k :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

На практике коэффициент связи k меньше единицы; $k = 1$ только в том случае, когда $\Phi_{1s} = \Phi_{2s} = 0$, т.е. при идеальной связи.

Для того чтобы различать на схемах согласное и встречное включения катушек, вводят понятие одноименных зажимов катушек, которые маркируют знаками (\bullet , $*$, ...) и определяют с помощью следующего правила: при согласном включении токи в катушках одинаково ориентированы по отношению к одноименным зажимам.

На рис. 3.19, б показаны возможные комбинации согласного и встречного включений двух магнитосвязанных индуктивных катушек L_1 и L_2 .

Последовательное соединение магнитосвязанных элементов. Рассмотрим цепь, состоящую из двух магнитосвязанных индуктивных катушек, соединенных последовательно (рис. 3.20).

В соответствии со вторым законом Кирхгофа уравнение электромагнитного равновесия цепи имеет вид

$$\begin{aligned} u &= u_1 + u_2 = u_{R_1} + u_{L_1} \pm u_M + u_{R_2} + u_{L_2} \pm u_M = \\ &= R_1 i + L_1 di/dt \pm M di/dt + R_2 i + L_2 di/dt \pm M di/dt = \\ &= (R_1 + R_2) i + (L_1 + L_2 \pm 2M) di/dt = Ri + L di/dt, \end{aligned} \quad (3.39)$$

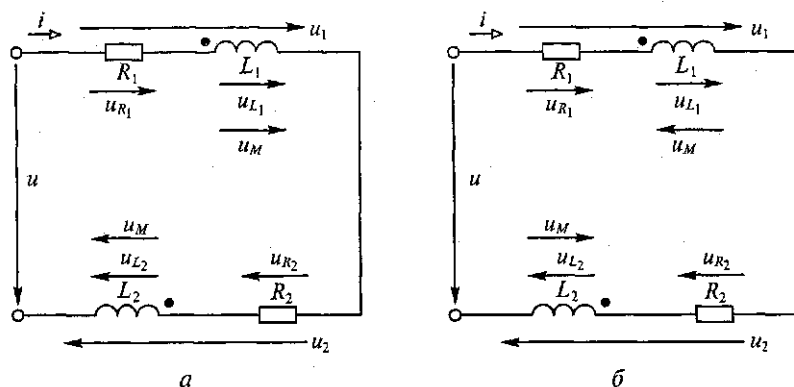


Рис. 3.20. Последовательное соединение магнитосвязанных индуктивных катушек при их согласном (а) и встречном (б) включениях

или в комплексной форме

$$\dot{U} = \dot{I} [(R_1 + R_2) + j \omega (L_1 + L_2 \pm 2M)] = \dot{I} (R + jx) = \dot{I} \underline{Z}. \quad (3.40)$$

В формулах (3.39) и (3.40) $R = R_1 + R_2$ — эквивалентное активное сопротивление цепи.

$$L = \begin{cases} L_{\text{сог}} = L_1 + L_2 + 2M; \\ L_{\text{вст}} = L_1 + L_2 - 2M; \end{cases}$$

$$x = \begin{cases} x_{\text{сог}} = x_{L_1} + x_{L_2} + 2x_M; \\ x_{\text{вст}} = x_{L_1} + x_{L_2} - 2x_M; \end{cases}$$

$$\underline{Z} = \begin{cases} \underline{Z}_{\text{сог}} = R + jx_{\text{сог}}; \\ \underline{Z}_{\text{вст}} = R + jx_{\text{вст}}, \end{cases}$$

где $L_{\text{сог}}$, $L_{\text{вст}}$, $x_{\text{сог}}$, $x_{\text{вст}}$, $\underline{Z}_{\text{сог}}$, $\underline{Z}_{\text{вст}}$ — эквивалентные индуктивности, индуктивные сопротивления, комплексные сопротивления цепи при согласном (см. рис. 3.20, а) и встречном (см. рис. 3.20, б) включениях катушек, соответственно; $x_M = \omega M$ — взаимоиндуктивное сопротивление.

Параллельное соединение магнитосвязанных элементов. На рис. 3.21 приведена схема замещения двух идеализированных ($R_1 = R_2 = 0$) магнитосвязанных индуктивных катушек, включенных на

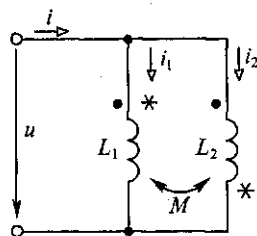


Рис. 3.21. Магнитосвязанные катушки, соединенные параллельно

общее напряжение u . Благодаря магнитной связи между катушками, электрическое состояние цепи определяется системой уравнений*, которая в комплексной форме имеет следующий вид:

$$\underline{Z}_{L_1} \dot{I}_1 \pm \underline{Z}_M \dot{I}_2 = \dot{U};$$

$$\pm \underline{Z}_M \dot{I}_1 + \underline{Z}_{L_2} \dot{I}_2 = \dot{U},$$

где $\underline{Z}_{L_1} = j\omega L_1$; $\underline{Z}_{L_2} = j\omega L_2$; $\underline{Z}_M = j\omega M$.

3.2. НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ

3.2.1. Основные понятия и определения

В электрических цепях переменного тока установившиеся токи, напряжения и ЭДС могут изменяться не только по синусоидальному закону. Например, в цепях радиоэлектроники токи, напряжения и ЭДС изменяются, как правило, не по синусоидальному закону. На рис. 3.22 изображены временные диаграммы (осциллограммы) напряжений самых распространенных в радиоэлектронике генераторов несинусоидальных ЭДС: пилообразной (рис. 3.22, а) и прямоугольной (рис. 3.22, б) форм.

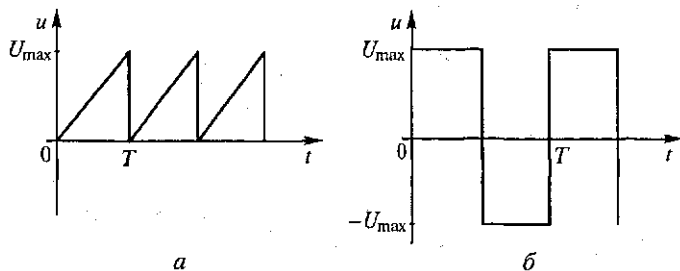


Рис. 3.22. Осциллограммы напряжений:

а — пилообразной формы; б — прямоугольной формы

В дальнейшем токи, напряжения и ЭДС, изменяющиеся по произвольному периодическому закону, отличному от синусоидального, будем называть несинусоидальными, а цепи, в которых имеют место эти величины, — цепями несинусоидального

* При отсутствии магнитной связи имеем два не связанных между собой уравнения: $\underline{Z}_{L_1} \dot{I}_1 = \dot{U}$, $\underline{Z}_{L_2} \dot{I}_2 = \dot{U}$.

тока. При этом также будем различать, в какой цепи — линейной или нелинейной — имеют место несинусоидальные токи, напряжения и ЭДС (i , u , e).

В линейной электрической цепи несинусоидальные токи и напряжения как реакции на воздействия, т.е. на ЭДС, возможны только в том случае, если сами ЭДС являются несинусоидальными. В нелинейной цепи независимо от закона изменения ЭДС токи и напряжения всегда являются несинусоидальными.

В настоящем подразделе рассматриваются линейные электрические цепи несинусоидального тока.

3.2.2. Ряды Фурье

В свое время Фурье* доказал, что любую периодическую и интегрируемую функцию можно представить рядом тригонометрических функций $1, \sin x, \cos x, \dots, \sin nx, \cos nx, \dots$. Тригонометрический ряд Фурье для функции $f(x)$, имеющей период 2π , имеет вид

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos kx + b_k \sin kx), \quad (3.41)$$

где $a_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos kx dx$; $b_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin kx dx$; $k = 0, 1, 2, \dots$ — коэффициенты Фурье.

В электротехнике чаще всего обращаются к другому ряду Фурье, который имеет вид

$$f(x) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{m(k)} \sin(kx + \psi_{(k)}). \quad (3.42)$$

Здесь $A_0, A_{m(k)}, \psi_{(k)}$ — коэффициенты Фурье, которые называют соответственно постоянной составляющей, амплитудой и начальной фазой k -й гармоники ряда Фурье (3.42) функции $f(x)$.

Видно, что коэффициенты Фурье в выражениях (3.41) и (3.42) связаны между собой формулами

$$A_0 = \frac{a_0}{2}; \quad A_{m(k)} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \quad \psi_{(k)} = \arctg\left(\frac{a_k}{b_k}\right).$$

Если $f(x)$ является функцией времени t с периодом T , то безразмерный аргумент x в выражениях (3.41), (3.42) заменяют ве-

* Фурье Жан Батист Жозеф (1768 — 1830) — французский математик и физик, один из основоположников представления периодических функций бесконечными рядами ортогональных функций.

личинной $\omega_1 t$, т. е. $x = \omega_1 t$, где $\omega_1 = 2\pi T \sim$ угловая частота первой (основной) гармоники ряда Фурье функции $f(x)$.

Ряды Фурье (3.42) для несинусоидального тока $i(t)$, напряжения $u(t)$ и ЭДС $e(t)$ записывают в следующем виде:

$$\begin{aligned} i(t) &= I_{(0)} + \sum_{k=1}^{\infty} I_{m(k)} \sin(k \omega_1 t + \psi_{i(k)}); \\ u(t) &= U_{(0)} + \sum_{k=1}^{\infty} U_{m(k)} \sin(k \omega_1 t + \psi_{u(k)}); \\ e(t) &= E_{(0)} + \sum_{k=1}^{\infty} E_{m(k)} \sin(k \omega_1 t + \psi_{e(k)}). \end{aligned} \quad (3.43)$$

3.2.3. Действующие значения несинусоидальных электрических величин

Действующие значения I, U несинусоидального тока $i(t)$ и напряжения $u(t)$ равны соответствующим среднеквадратичным значениям:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}; \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}. \quad (3.44)$$

Используя определения (3.44), найдем формулы, определяющие значения I и U через параметры гармоник рядов Фурье (3.43).

Возведя в квадрат ряд Фурье (3.43), получим четыре типа слагаемых:

$$\begin{aligned} I_{(0)}^2; \quad I_{(0)} I_{m(k)} \sin(k \omega_1 t + \psi_{i(k)}), \quad k = 1 \dots \infty; \\ I_{m(n)} I_{m(k)} \sin(k \omega_1 t + \psi_{i(k)}) \sin(n \omega_1 t + \psi_{i(n)}), \quad k \neq n; \\ I_{m(k)}^2 \sin^2(k \omega_1 t + \psi_{i(k)}), \quad k = 1 \dots \infty. \end{aligned}$$

Определенные интегралы, вычисленные за период T , от второго и третьего типов слагаемых равны нулю*, а от первого и четвертого типов дают величины $I_{(0)}^2 T, I_{m(k)}^2 T, k = 1 \dots \infty$, где $I_{(k)}$ — действующее значение k -й гармоники ряда (3.43).

* $\int_0^T I_{(0)} I_{m(k)} \sin(k \omega_1 t + \psi_{i(k)}) dt = 0$ благодаря свойству гармонической функции; $\int_0^T I_{m(k)} I_{m(n)} \sin(k \omega_1 t + \psi_{i(k)}) \sin(n \omega_1 t + \psi_{i(n)}) dt = 0$ благодаря ортогональности k -й и n -й гармоник тока при $k \neq n$.

Таким образом,

$$I = \sqrt{I_{(0)}^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{(k)}^2}; \quad U = \sqrt{U_{(0)}^2 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{(k)}^2}. \quad (3.45)$$

Формулы (3.45) имеют большое практическое значение. В частности, они позволяют математически строго решить проблему практического ограничения количества гармоник рядов Фурье (3.43).

Определим активную мощность P линейного пассивного двухполюсника при несинусоидальных i и u .

Пусть i и u заданы рядами Фурье (3.43). Выполняя математические операции, предусмотренные формулой $P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt$, с учетом выкладок, приведенных ранее при нахождении действующих значений I и U , получим $P = U_{(0)} I_{(0)} + \sum_{k=1}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \cos \varphi_{(k)}$.

Здесь $\varphi_{(k)} = \psi_{u(k)} - \psi_{i(k)}$ — сдвиг фаз между k -й гармоникой напряжения $u_{(k)}$ и k -й гармоникой тока $i_{(k)}$.

3.2.4. Расчет цепи несинусоидального тока

Расчет линейной электрической цепи несинусоидального тока основан на принципе суперпозиции (наложения). Несинусоидальная ЭДС представляется совокупностью синусоидальных ЭДС k -х гармоник, каждая из которых обуславливает k -ю гармонику тока, рассчитываемую как и в цепи синусоидального напряжения. Суммирование найденных гармоник тока определяет реальный несинусоидальный ток в цепи (см. приложение 2).

Применяя принцип суперпозиции на практике, следует учитывать очень важную особенность, характерную только для цепей несинусоидального тока. Данная особенность заключается в том, что элементы L и C в цепи несинусоидального тока для разных гармоник тока определяют различные реактивные сопротивления, кратные номеру гармоники. На самом деле, по определению $x_L = \omega L$, $x_C = 1/\omega C$.

Следовательно, $x_{L(k)} = k \omega_1 L = k x_{L(1)}$; $x_{C(k)} = 1/k \omega_1 C = x_{C(1)} / k$.

3.2.5. Электрические фильтры

Подбором параметров реактивных элементов в цепи несинусоидального тока можно добиться резонанса по какой-либо гармонике. Пусть, например, цепь на рис. 3.10, а настроена на резонанс по первой гармонике. Для любых других гармоник условие резонанса не соблюдается и ток более высоких гармоник будет

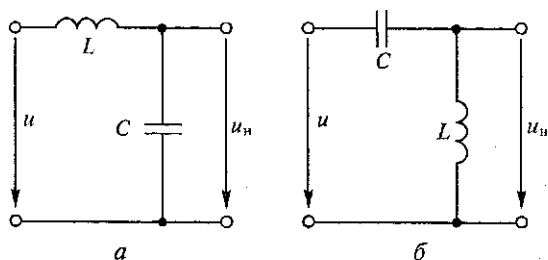


Рис. 3.23. Простейшие электрические фильтры:
 a — низких частот; b — высоких частот

меньше, чем ток первой гармоники. Таким образом, рассмотренная цепь обладает некоторыми *избирательными свойствами**.

Электрическая цепь, обладающая избирательными свойствами, называется *электрическим фильтром*. Различают электрические фильтры низких и верхних частот, а также избирательные и заграждающие фильтры.

Фильтр низких частот (ФНЧ) «беспрепятственно» пропускает гармоники с частотой от 0 до заданной частоты среза ω .

Фильтр высоких частот (ФВЧ) «беспрепятственно» пропускает гармоники с частотой от ω до ∞ .

Избирательный (полосовой) фильтр имеет полосу пропускания в заданном диапазоне $\omega_1, \dots, \omega_2$.

Заграждающий фильтр, напротив, «не пропускает» колебания в указанном диапазоне.

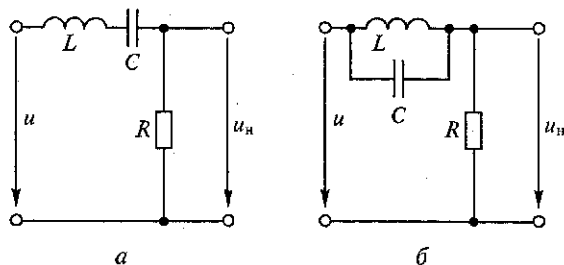


Рис. 3.24. Простейшие фильтры:
 a — избирательный; b — заграждающий

Простейшие электрические схемы фильтров низких и высоких частот приведены на рис. 3.23, a и b соответственно**. На

* Под избирательными свойствами понимаются свойства «беспрепятственно» пропускать одни гармоники и «задерживать» (уменьшать по амплитуде) другие.

** В работе фильтров низких и высоких частот используются не резонансные явления, а качественные различия в зависимостях индуктивного и емкостного сопротивлений от частоты.

рис. 3.24 представлены схемы простейших избирательного (а) и заграждающего (б) фильтров.

На схемах приняты следующие обозначения:

u — напряжение, приложенное к фильтру, которое может иметь произвольный спектр гармоник;

u_n — напряжение, «снимаемое» с фильтра, которое имеет заданный, определенный назначением фильтра спектр гармоник.

3.3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С НЕЛИНЕЙНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

3.3.1. Основные понятия и определения

Как уже отмечалось, нелинейным называется элемент, характеристика которого определяется нелинейной зависимостью вида $y = f(x)$, где f — функция, отличающаяся от закона прямой пропорциональности; y, x для элементов R, C и L имеют следующие обозначения:

u, i — для резистора (источника);

q, u — для конденсатора;

ψ, i — для индуктивной катушки.

Обозначения нелинейного резистора показаны в подразд. 1.4.1, а нелинейной индуктивной катушки и нелинейного конденсатора — на рис. 3.25.

Электрическая цепь, содержащая хотя бы один нелинейный элемент, является нелинейной.

В подразд. 1.4.1 отмечалось, что главным отличием нелинейных цепей от линейных является невыполнение в нелинейных цепях принципа суперпозиции (наложения). Нарушение принципа суперпозиции существенным образом усложняет анализ (расчет) нелинейных цепей. Единственными методами анализа нелинейных цепей являются численный (с использованием ЭВМ) и графоаналитический для сравнительно простых цепей.

Типичными нелинейными элементами электрических цепей, имеющих важное практическое значение, являются полупровод-



Рис. 3.25. Условные обозначения нелинейных элементов:
а — индуктивного; б — емкостного

никовые приборы, катушки с ферромагнитным сердечником и устройства на их основе.

Особенности нелинейных свойств полупроводниковых приборов будут рассмотрены в гл. 7 и 8. В настоящей главе рассматриваются основные особенности катушек с ферромагнитным сердечником в цепях переменного тока.

3.3.2. Индуктивная катушка с ферромагнитным сердечником в цепи переменного тока

Общая характеристика индуктивной катушки с ферромагнитным сердечником. Индуктивная катушка с ферромагнитным сердечником является нелинейным устройством. Нелинейность вебер-амперной характеристики ($B\Phi AX$) индуктивной катушки с ферросердечником обусловлена нелинейностью кривой намагничивания $B = f(H)$ ферромагнитного материала сердечника.

Индуктивная катушка с ферромагнитным сердечником обладает большой удельной энергоемкостью (или индуктивностью) по отношению к идентичной по габаритам катушке без сердечника. Однако как объект исследования катушка с ферросердечником существенно сложнее линейной индуктивной катушки благодаря следующим основным причинам.

Во-первых, процессы в индуктивной катушке с ферросердечником описываются системой нелинейных уравнений.

Во-вторых, циклическое перемагничивание ферромагнитного сердечника (только в режиме переменного тока) вызывает дополнительные потери энергии на гистерезис и вихревые токи.

Как часто бывает на практике, в целях выявления сути процессов, происходящих в нелинейных элементах (устройствах), последние линеаризуют, т.е. считают линейными при определенных условиях. Для описания процессов в нелинейной индуктивной катушке широкое распространение получил метод эквивалентных синусоид. Он заключается в том, что несинусоидальная величина (ток или напряжение) заменяется эквивалентной синусоидальной. При этом критериями эквивалентности являются:

равенства действующих значений несинусоидальной величины и эквивалентной синусоидальной;

равенства активных мощностей эквивалентного синусоидального тока (напряжения) и несинусоидального тока (напряжения).

Данные критерии позволяют найти параметры эквивалентной синусоидальной величины и проанализировать процессы в нелинейной индуктивной катушке методами расчета цепей синусоидального тока.

Связь между напряжением и магнитным потоком в идеализированной катушке с ферросердечником. Под идеализированной катушкой с ферросердечником понимают катушку, у которой активное сопротивление R_k и магнитные потоки Φ_s рассеяния обмотки равны нулю, явление гистерезиса и вихревые токи в сердечнике отсутствуют (характеристика $B = f(H)$ сердечника задана основной кривой намагничивания).

Пусть к идеализированной катушке с сердечником с числом витков w приложено синусоидальное напряжение $u(t) = U_m \times \sin(\omega t + \pi/2)$. Найдем магнитный поток $\Phi(t) = \Phi_0(t)$, проходящий по сердечнику.

Согласно закону электромагнитной индукции $u(t) = d\psi/dt = w d\Phi_0/dt$.

Следовательно:

$$\Phi_0(t) = \frac{1}{w} \int_0^t U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) dt = \frac{U_m}{w\omega} \sin(\omega t) = \Phi_{0m} \sin(\omega t),$$

где $\Phi_{0m} = \frac{U_m}{w\omega} = \frac{\sqrt{2}U}{w \cdot 2\pi f}$ или $U = 4,44 f w \Phi_{0m}$.

При выводе формулы, определяющей $\Phi_0(t)$, учтено, что синусоидальное напряжение не может вызвать постоянной составляющей магнитного потока.

Таким образом, при синусоидальном напряжении, приложенном к идеализированной катушке, магнитный поток $\Phi(t)$ также является синусоидальным, причем $\Phi(t)$ отстает по фазе от $u(t)$ на угол $\pi/2$ и пропорционален величине приложенного напряжения.

Мгновенный ток в идеализированной катушке с сердечником. Если к идеализированной катушке приложено синусоидальное напряжение $u(t) = U_m \sin(\omega t + \pi/2)$ и известна основная кривая намагничивания $B = f(H)$, можно найти ток $i(t)$ в катушке. Для этого по известной $B = f(H)$ определяется зависимость $\Phi(i)$ (вебер-амперная характеристика) катушки (рис. 3.26, а) с учетом $\Phi = BS$ и $i = Hl/w$, где S и l — площадь поперечного сечения и длина сердечника.

По известным синусоидам $u(t)$ и $\Phi(t)$ (рис. 3.26, б), а также полученной ВБАХ $\Phi(i)$ (рис. 3.26, а) строится график зависимости $i(t)$ для различных моментов времени. Последовательность построения диаграммы $i(t)$ показана на рис. 3.26 для момента времени t_1 . Для этого момента времени сначала определено значение потока Φ_1 , далее, после переноса значения Φ_1 на кривую $\Phi(i)$, определено значение i_1 , затем полученное значение i_1 отложено на временной диаграмме (рис. 3.26, б) и т. д.

Из рис. 3.26, б видно, что при синусоидальных напряжениях $u(t)$ и магнитном потоке $\Phi(t)$ в сердечнике (рис. 3.26, б) ток $i(t)$ в обмотке катушки оказывается заметно несинусоидальным.

Заменим несинусоидальный ток $i(t)$ эквивалентным синусоидальным $i_0 = I_{m0} \sin(\omega t + \psi_{i_0})$, параметры которого определим в соответствии с отмеченными ранее критериями эквивалентирования:

$$I_{m0} = \sqrt{2} I_0 = \sqrt{2} I = \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt};$$

$$\psi_{i_0} = \psi_u - \varphi_0 = \psi_u - \arccos \frac{P}{U I_0}, \quad (3.46)$$

где $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$ — действующее значение $i(t)$; $\varphi_0 = \arccos \frac{P}{U I_0}$ — сдвиг фаз между $u(t)$ и эквивалентным током $i_0(t)$, так как $P = 0$, $\varphi_0 = \pi/2$.

Уравнения, связывающие u , Φ , i_0 в комплексной форме, будут иметь следующий вид:

$$\dot{U}_m = j \omega \Phi_{0m}; \quad \dot{U}_m = j x_0 \dot{I}_{m0},$$

где x_0 — эквивалентное индуктивное сопротивление катушки, обусловленное потоком в сердечнике $\Phi_0(t)$.

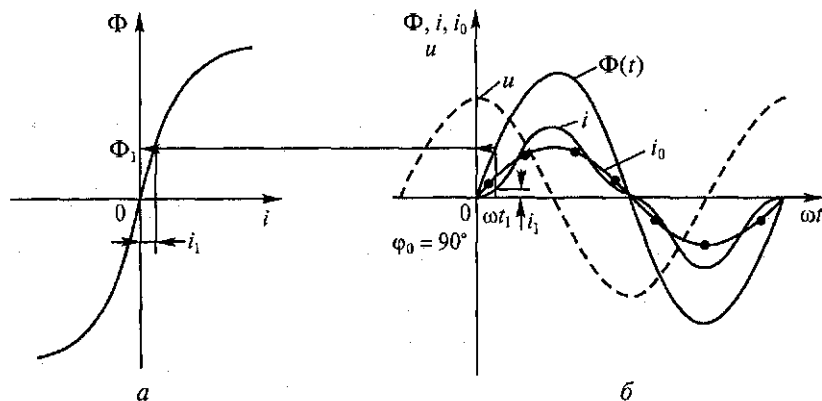


Рис. 3.26. Вебер-амперная характеристика (а) и осциллограммы (б) $\Phi(t)$, $u(t)$, $i(t)$, $i_0(t)$ идеализированной катушки с ферросердечником

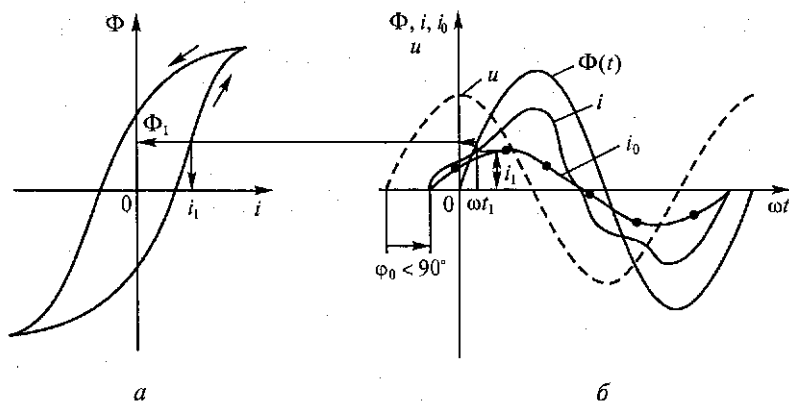


Рис. 3.27. Вебер-амперная характеристика (а), осциллограммы (б) $\Phi(t)$, $u(t)$, $i(t)$, $i_0(t)$ индуктивной катушки с ферросердечником

Учет гистерезиса и вихревых токов в катушке с сердечником. Рассмотрим процессы в катушке с учетом потерь энергии на гистерезис и вихревые токи в сердечнике, при этом, как и ранее, будем полагать, что $R_k = 0$, $\Phi_s = 0$.

Пусть к катушке приложено синусоидальное напряжение $u(t) = U_m \sin(\omega t + \pi/2)$, зависимость $B = f(H)$ сердечника задана петлей гистерезиса. Графоаналитическим методом найдем ВБАХ $\Phi(i)$ и $i(t)$.

Из-за неоднозначности кривой $B = f(H)$ найденная зависимость $\Phi(i)$ также будет неоднозначна (рис. 3.27, а). На основании кривых $\Phi(t)$ и $\Phi(i)$ определяется кривая $i(t)$ (рис. 3.27, б), которая так же, как и кривая $i(t)$ на рис. 3.26, б, является несинусоидальной.

Несинусоидальный ток $i(t)$ можно заменить эквивалентным синусоидальным, параметры которого определяются по формулам (3.46). Учет потерь энергии в ферромагнитном сердечнике приведет к тому, что эквивалентный ток $i_0(t)$ будет отставать по фазе от приложенного напряжения $u(t)$ на угол φ_0 , меньший $\pi/2$.

Следовательно, $\vec{U} = (R_0 + jx_0) \vec{I}_0$, где R_0 — активное сопротивление, учитывающее потери энергии в сердечнике на гистерезис и вихревые токи.

Векторная диаграмма и схема замещения индуктивной катушки с ферромагнитным сердечником. Реальная катушка имеет отличные от нуля активное сопротивление R_k и магнитный поток $\Phi_s(t)$ рассеяния.

Уравнение по второму закону Кирхгофа, определяющее процессы в катушке в полном объеме, имеет вид

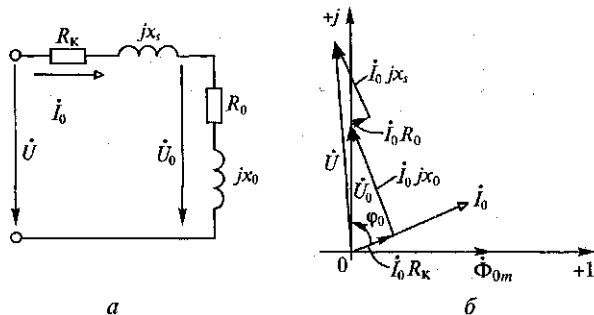


Рис. 3.28. Схема замещения (а) и векторная диаграмма (б) индуктивной катушки с ферросердечником

$$u = i R_k + L_s \frac{di}{dt} + w \frac{d\Phi_0}{dt},$$

где $L_s = \psi_s / i$ — индуктивность рассеяния катушки, обусловленная потоками рассеяния обмотки.

Заменяв несинусоидальный ток $i(t)$ эквивалентным синусоидальным $i_0(t)$, как было показано, имеем в комплексной форме уравнение

$$\dot{U} = \dot{I}_0 R_k + j x_s \dot{I}_0 + \dot{U}_0, \quad (3.47)$$

где $\dot{U}_0 = (R_0 + j x_0) \dot{I}_0$.

Уравнению (3.47) соответствует схема замещения, изображенная на рис. 3.28, а, и векторная диаграмма на рис. 3.28, б.

Параметры R_k и L_s схемы замещения катушки являются линейными, а R_0 и x_0 — нелинейными, зависящими от приложенного к катушке напряжения $u(t)$, а также от материала сердечника.

Полученные в настоящей главе результаты имеют большое практическое значение, поскольку составляют основу теории более сложных электромагнитных устройств, таких как трансформаторы и электрические машины.

3.4. ТРЕХФАЗНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

3.4.1. Основные понятия и определения

Под трехфазной электрической цепью понимается цепь, в которой действуют три синусоидальные ЭДС одной и той же частоты, сдвинутые между собой по фазе и созданные общим источником электроэнергии.

Совокупность трех синусоидальных ЭДС, действующих в трехфазной цепи, называется трехфазной системой ЭДС*. Если амплитуды ЭДС трехфазной системы равны, а их фазовые углы сдвинуты относительно друг друга на угол $\frac{2}{3}\pi$, трехфазная система ЭДС называется *симметричной*.

Отдельная цепь трехфазной системы называется фазой. Фазой также называется одна из трех обмоток трехфазного электромашинного генератора.

Трехфазный генератор, генерирующий симметричную трехфазную систему ЭДС, подробно будет рассмотрен в гл. 10. Он имеет три одинаковые обмотки (фазы генератора), сдвинутые в пространстве относительно друг друга на углы, равные $\frac{2}{3}\pi$. При

вращении ротора, возбуждающего в машине магнитное поле, в обмотках генератора, находящихся на неподвижном статоре машины, индуцируются ЭДС одинаковой частоты и равной амплитуды, сдвинутые по фазе относительно друг друга на $1/3$ периода изменения ЭДС во времени.

Фазы генератора обозначаются буквами $A - x$, $B - y$, $C - z$, где A, B, C — начала, x, y, z — концы соответствующих обмоток, образующих фазы. В дальнейшем для краткости фазы генератора будем обозначать просто A, B, C .

Приняв начальную фазу ψ_{eA} ЭДС в первой обмотке генератора (в фазе A) равной нулю, запишем выражения, определяющие симметричную трехфазную систему ЭДС:

$$\begin{aligned} e_A &= E_{mA} \sin(\omega t + \psi_{eA}) = E_m \sin \omega t; \\ e_B &= E_{mB} \sin(\omega t + \psi_{eB}) = E_m \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi); \\ e_C &= E_{mC} \sin(\omega t + \psi_{eC}) = E_m \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi). \end{aligned} \quad (3.48)$$

Соответствующие выражениям (3.48) осциллограммы ЭДС e_A, e_B, e_C и векторная диаграмма комплексов ЭДС $\dot{E}_{mA}, \dot{E}_{mB}, \dot{E}_{mC}$ приведены на рис. 3.29.

Последовательность чередования амплитудных (или нулевых значений) ЭДС во времени называется *последовательностью чередования фаз*. Последовательность фаз ЭДС, изображенных на

* Трехфазная система ЭДС разработана русским ученым М. И. Доливо-Добровольским в 1888 г. В том же году им был построен первый трехфазный генератор, в 1890 г. — первый трехфазный асинхронный двигатель. Под термином «фаза» в настоящей главе понимается: 1) угол (аргумент) синусоидальной величины; 2) одна из составных частей трехфазной цепи.

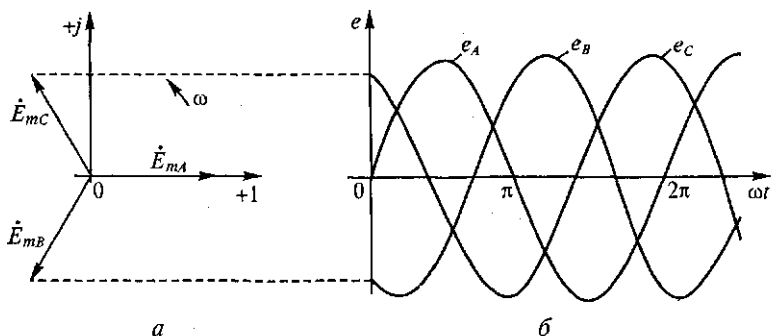


Рис. 3.29. Векторная диаграмма (а) и осциллограмма (б) симметричной трехфазной системы ЭДС

рис 3.29, б, — A, B, C . Такая последовательность фаз называется *прямой**.

В настоящей главе рассматриваются только симметричные трехфазные системы с прямой последовательностью фаз.

Каждую фазу трехфазного генератора можно соединить с отдельным приемником электрической энергии. В этом случае получается *несвязная* трехфазная система с тремя самостоятельными цепями и шестью проводами. Такая система не имеет принципиального преимущества трехфазной цепи по сравнению с однофазной, которым обладает *связная* трехфазная система. Последняя обеспечивает заметную экономию меди проводов при передаче одной и той же электроэнергии и позволяет получать два различных напряжения — линейное и фазное. Связные трехфазные системы образуют с помощью определенных способов соединения генератора с трехфазным приемником электрической энергии.

3.4.2. Способы соединения трехфазного генератора и приемника электрической энергии

Существует два способа соединения обмоток трехфазного генератора: по схеме «звезда» и по схеме «треугольник».

Соединение фаз генератора звездой. При соединении фаз генератора по схеме «звезда» концы x, y, z обмоток генератора объединяют в общий узел — нейтраль N генератора (рис. 3.30, а). При таком способе соединения фаз генератора образуются два уровня напряжений: фазные и линейные.

* Возможна также и другая последовательность фаз, например, A, C, B , которая называется *обратной*. Обратная последовательность фаз принципиальным образом отличается от прямой (более подробно об этом см. гл. 10).

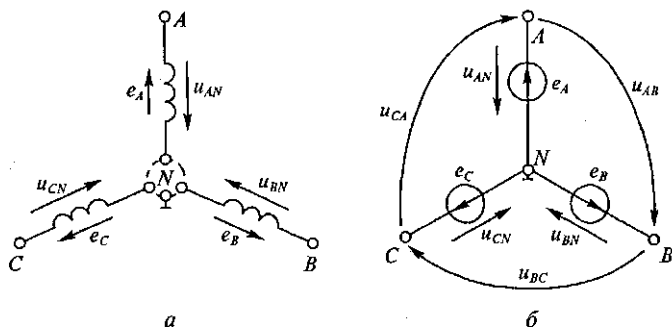


Рис. 3.30. Соединение фаз генератора по схеме «звезда» (а), его фазные и линейные напряжения (б)

Напряжения между зажимами A, B, C и нейтралью N

$$u_{AN} = \varphi_A - \varphi_N; u_{BN} = \varphi_B - \varphi_N; u_{CN} = \varphi_C - \varphi_N \quad (3.49)$$

называются фазными напряжениями источника. Здесь φ_A , φ_B , φ_C — потенциалы зажимов A, B, C; φ_N — потенциал нейтрали N, который при наличии заземления полагают равным нулю.

Если источник электрической энергии идеальный, т.е. не имеет внутренних потерь энергии, фазы источника заменяются идеальными источниками ЭДС (рис. 3.30, б), и фазные напряжения определяются соответствующими ЭДС:

$$u_{AN} = e_A; u_{BN} = e_B; u_{CN} = e_C.$$

Напряжения между началами обмоток генератора A, B, C (парно):

$$u_{AB} = \varphi_A - \varphi_B = u_{AN} - u_{BN}; u_{BC} = \varphi_B - \varphi_C = u_{BN} - u_{CN};$$

$$u_{CA} = \varphi_C - \varphi_A = u_{CN} - u_{AN}$$

называются линейными напряжениями источника (рис. 3.30, б). У симметричного трехфазного источника (рис. 3.31), т.е. источника, создающего симметричные системы фазных и линейных напряжений, модули $U_{AN} = U_{BN} = U_{CN} = U_\phi$; $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_\pi$.

Треугольники ANB, ANC и CNB являются равнобедренными. Следовательно, $1/2 U_\pi = U_\phi \times \cos \frac{\pi}{6}$. Откуда $U_\pi = \sqrt{3} U_\phi$.

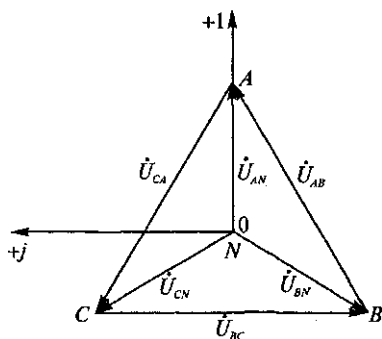


Рис. 3.31. Векторная диаграмма фазных и линейных напряжений

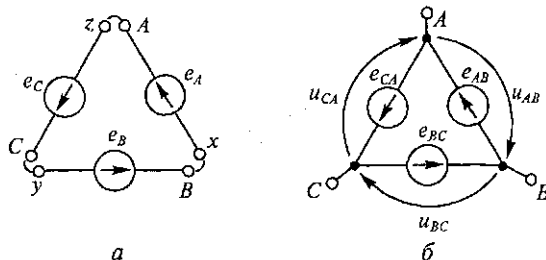


Рис. 3.32. Соединение фаз генератора по схеме «треугольник» (а) и его фазные (линейные) напряжения (б)

Здесь U_ϕ , U_Δ — обозначения действующих значений фазного и линейного напряжений.

Из векторной диаграммы (рис. 3.31) также следует, что у симметричного трехфазного источника

$$\dot{U}_{AN} + \dot{U}_{BN} + \dot{U}_{CN} = 0; \quad \dot{U}_{AB} + \dot{U}_{BC} + \dot{U}_{CA} = 0, \quad (3.50)$$

причем второе векторное уравнение (3.50) справедливо и для несимметричного источника, т.е. даже тогда, когда не выполняется первое векторное уравнение (3.50).

Соединение фаз генератора треугольником. При соединении фаз генератора по схеме «треугольник» конец x обмотки $A-x$ соединяется с началом B обмотки $B-y$, конец y — с началом C обмотки $C-z$, конец z — с началом A обмотки $A-x$ (рис. 3.32, а).

Вследствие такого соединения обмоток генератора фазные напряжения генератора, определяемые соответствующими ЭДС фаз, и линейные напряжения (напряжения между зажимами A , B , C) — по сути одно и то же, т.е. $U_\Delta = U_\phi$ (рис. 3.32, б).

Несмотря на соединение обмоток генератора в замкнутый контур, ток в нем при симметричных обмотках отсутствует, так как геометрическая сумма ЭДС в обмотках в любой момент времени равна нулю, т.е. $\dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C = 0$ (рис. 3.29, а). Однако изменение способа соединения (например, для фазы C) обмоток вызовет в контуре обмоток даже при отсутствии нагрузки генератора большой, часто разрушительный ток, так как в этом случае алгебраическая сумма ЭДС в контуре $\dot{E}_A + \dot{E}_B - \dot{E}_C \neq 0$, а сопротивление обмоток весьма мало.

Трехфазный приемник электрической энергии образуется тремя приемниками с комплексными сопротивлениями \underline{Z}_1 , \underline{Z}_2 , \underline{Z}_3 . Если комплексные сопротивления \underline{Z}_1 , \underline{Z}_2 , \underline{Z}_3 равны, такой приемник является *симметричным*, в противном случае — *несимметричным*.

Фазы трехфазного приемника, так же как фазы генератора, могут быть соединены звездой или треугольником.

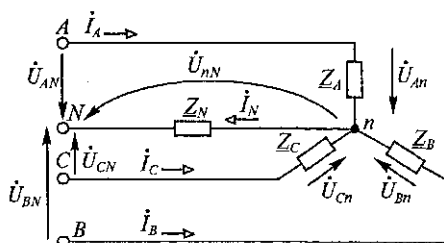


Рис. 3.33. Трехфазная цепь при соединении приемника звездой

На рис. 3.33 приведена схема трехфазной цепи при соединении приемника электроэнергии звездой. Трехфазный источник на схеме представлен зажимами A, B, C, N и соответствующими напряжениями между ними; трехфазный приемник — комплексными сопротивлениями Z_A, Z_B, Z_C .

Общую точку n приемника называют нейтралью нагрузки. Провода, соединяющие зажимы источника с трехфазным приемником, называют линейными проводами. Провод, соединяющий нейтраль источника и нагрузки, называют нейтральным (нулевым) проводом. При наличии нейтрального провода трехфазная цепь будет четырехпроводной. При его отсутствии ($Z_N = \infty$) — трехпроводной.

Токи I_A, I_B, I_C , текущие по линейным проводам, называют линейными токами; токи, текущие по фазам приемника, т. е. в Z_A, Z_B, Z_C — фазными токами. Из рис. 3.33 видно, что фазные и линейные токи при соединении приемника звездой совпадают. Ток I_N в нейтральном проводе называют нулевым. Напряжение \dot{U}_{nN} между нейтральными точками n и N , равное $\dot{U}_{nN} = \phi_n - \phi_N$, называют напряжением смещения нейтрали.

Напряжения между зажимами A, B, C и нейтралью n нагрузки называются фазными напряжениями $\dot{U}_{An}, \dot{U}_{Bn}, \dot{U}_{Cn}$ нагрузки. Согласно второму закону Кирхгофа фазные напряжения на нагрузке определяются выражениями:

$$\dot{U}_{An} = \dot{U}_{AN} - \dot{U}_{nN}; \quad \dot{U}_{Bn} = \dot{U}_{BN} - \dot{U}_{nN}; \quad \dot{U}_{Cn} = \dot{U}_{CN} - \dot{U}_{nN}. \quad (3.51)$$

На рис. 3.34 приведена схема трехфазной цепи при соединении приемника электроэнергии треугольником. Трехфазный источник на схеме представлен зажимами A, B, C и соответствующими напряжениями между ними; трехфазный приемник — комплексными сопротивлениями Z_{AB}, Z_{BC}, Z_{CA} . Из схемы видно, что при соединении фаз приемника треугольником комплексные сопротивления Z_{AB}, Z_{BC}, Z_{CA} подключаются к линейным проводам. Следовательно, линейные напряжения источника являются одновременно и фазными напряжениями нагрузки.

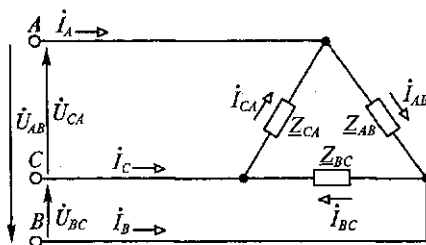


Рис. 3.34. Трехфазная цепь при соединении приемника треугольником

Согласно закону Ома фазные токи определяются следующими выражениями:

$$\dot{I}_{AB} = \dot{U}_{AB} / \underline{Z}_{AB}; \quad \dot{I}_{BC} = \dot{U}_{BC} / \underline{Z}_{BC}; \quad \dot{I}_{CA} = \dot{U}_{CA} / \underline{Z}_{CA}. \quad (3.52)$$

В соответствии с первым законом Кирхгофа линейные токи $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ выражаются через фазные по формулам

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}; \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}; \quad \dot{I}_C = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}. \quad (3.53)$$

Полученные формулы (3.52) и (3.53) справедливы для любого трехфазного приемника (как симметричного, так и несимметричного). В случае симметричного приемника фазные и линейные токи образуют симметричные системы соответственно фазных и линейных токов, при этом

$$I_{\text{л}} = \sqrt{3} I_{\text{ф}}. \quad (3.54)$$

Соотношение (3.54) следует из векторных диаграмм, приведенных на рис. 3.35.

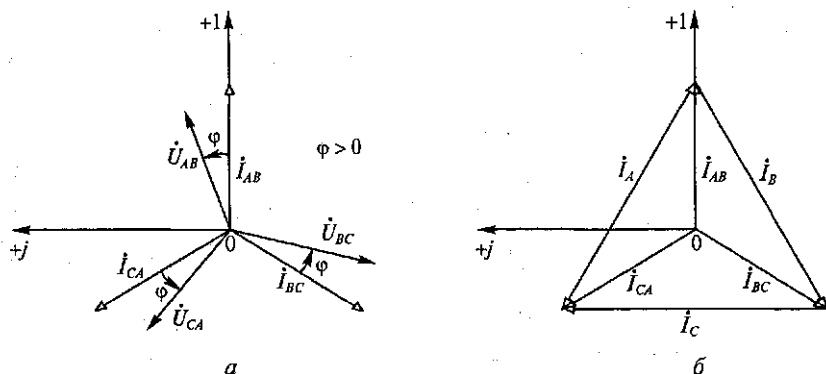


Рис. 3.35. Векторные диаграммы:

a — фазных токов и напряжений; *б* — фазных и линейных токов симметричного приемника, соединенного треугольником

На рис. 3.35, а изображена векторная диаграмма линейных напряжений \dot{U}_{AB} , \dot{U}_{BC} , \dot{U}_{CA} источника и фазных токов \dot{I}_{AB} , \dot{I}_{BC} , \dot{I}_{CA} приемника, на рис. 3.35, б — векторная диаграмма фазных и линейных токов, где симметричные фазные токи взяты из диаграммы на рис. 3.35, а, а линейные токи получены из выражений (3.53).

3.4.3. Расчет трехфазной цепи

Расчет трехфазной цепи во многом определяется режимом ее работы. Симметричный режим работы трехфазной цепи характеризуется симметричной системой ЭДС источника и симметричной нагрузкой. Если же источник и (или) приемник несимметричны, режим трехфазной цепи также несимметричен. В дальнейшем будем считать, что несимметрия трехфазной цепи обусловлена только несимметрией приемника.

Расчет симметричной трехфазной цепи. При расчете симметричной трехфазной цепи (при любом способе соединения фаз источника и приемника электроэнергии) достаточно произвести расчет одной фазы цепи. То есть достаточно определить ток в какой-либо одной фазе приемника, а все остальные токи в фазах выразить через найденную величину на основании симметрии системы. При симметричной нагрузке, соединенной звездой, $\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = \dot{I}_N = 0$. Поскольку $\dot{I}_N = 0$, необходимость в нулевом проводе отпадает.

Расчет несимметричной трехфазной цепи. Расчет несимметричной трехфазной цепи зависит от способа соединения фаз приемника.

При соединении фаз приемника звездой (см. рис. 3.33) расчет цепи осуществляется в такой последовательности.

1. Определяется напряжение смещения нейтрали \dot{U}_{nN} . Согласно методу узловых напряжений

$$\dot{U}_{nN} = \frac{\dot{U}_{AN}\underline{Y}_A + \dot{U}_{BN}\underline{Y}_B + \dot{U}_{CN}\underline{Y}_C}{\underline{Y}_A + \underline{Y}_B + \underline{Y}_C + \underline{Y}_N}, \quad (3.55)$$

где $\underline{Y}_A = 1/\underline{Z}_A$, $\underline{Y}_B = 1/\underline{Z}_B$, $\underline{Y}_C = 1/\underline{Z}_C$ — комплексные проводимости соответствующих фаз приемника; $\underline{Y}_N = 1/\underline{Z}_N$ — комплексная проводимость нейтрального провода, которая полагается равной нулю при отсутствии нейтрального провода и $\underline{Y}_N = \infty$ — при его наличии.

2. Определяются напряжения на фазах приемника \dot{U}_{An} , \dot{U}_{Bn} , \dot{U}_{Cn} по формулам (3.51).

3. Определяются токи в фазах нагрузки (линейные токи) $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$. Согласно закону Ома в комплексной форме

$$\dot{I}_A = \dot{U}_{An} / \underline{Z}_A; \quad \dot{I}_B = \dot{U}_{Bn} / \underline{Z}_B; \quad \dot{I}_C = \dot{U}_{Cn} / \underline{Z}_C. \quad (3.56)$$

Из формулы (3.55) следует, что при несимметричной нагрузке и $\underline{Z}_N \neq 0$ напряжение смещения $\dot{U}_{nN} \neq 0$. Это приводит к несимметрии трехфазных систем напряжений $\dot{U}_{An}, \dot{U}_{Bn}, \dot{U}_{Cn}$ и токов $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ приемника. Ток в нейтральном проводе для этого режима $\dot{I}_N = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C \neq 0$.

Для того чтобы исключить несимметрию напряжений на фазах нагрузки, сопротивление \underline{Z}_N нейтрального провода стремятся сделать близким к нулю. В этом случае $\dot{U}_{nN} = 0$.

Таким образом, при соединении фаз потребителя звездой нулевой провод имеет очень большое значение. Он нужен для того, чтобы обеспечить симметрию фазных напряжений на нагрузке при ее несимметрии.

При соединении фаз приемника треугольником (см. рис. 3.34) расчет трехфазной цепи осуществляется по формулам (3.52) и (3.53).

3.4.4. Мощности в трехфазной цепи

Измерение мощности в трехфазной цепи. Мгновенная мощность p трехфазной цепи (как симметричной, так и несимметричной) равна сумме активных мощностей всех трех фаз. При соединении приемника звездой $p = p_A + p_B + p_C$; треугольником $p = p_{AB} + p_{BC} + p_{CA}$. (3.57)

Активная P и реактивная Q мощности трехфазной цепи определяются по аналогичным формулам.

При симметричной нагрузке, соединенной звездой или треугольником:

$$P = 3P_\phi = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi = \sqrt{3} U_\lambda I_\lambda \cos \varphi;$$

$$Q = 3Q_\phi = 3U_\phi I_\phi \sin \varphi = \sqrt{3} U_\lambda I_\lambda \sin \varphi;$$

$$S = 3S_\phi = 3U_\phi I_\phi = \sqrt{3} U_\lambda I_\lambda,$$

так как при соединении приемника звездой

$$I_\phi = I_\lambda; \quad U_\phi = U_\lambda / \sqrt{3},$$

а при соединении треугольником

$$I_\phi = I_\lambda / \sqrt{3}; \quad U_\phi = U_\lambda.$$

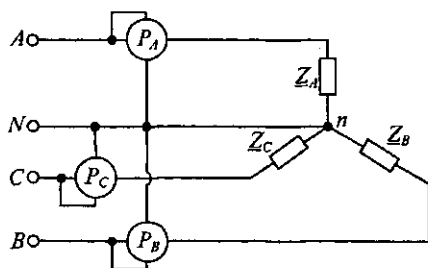


Рис. 3.36. Измерение активной мощности в трехфазной цепи с помощью трех ваттметров

Измерение активной мощности в трехфазной цепи с помощью двух ваттметров. Согласно выражению (3.57) активная мощность в трехфазной цепи может быть измерена с помощью трех ваттметров, включенных, как показано на рис. 3.36.

Однако в трехфазной цепи без нулевого провода (симметричной или несимметричной) активная мощность может быть измерена также и с помощью двух ваттметров, например так, как показано на рис. 3.37.

На самом деле, выражая любой ток, например i_C , через другие два (согласно первому закону Кирхгофа) $i_C = -(i_A + i_B)$, формула (3.57) может быть записана в следующем виде:

$$P = (u_{An} - u_{Cn})i_A + (u_{Bn} - u_{Cn})i_B = u_{AC}i_A + u_{BC}i_B.$$

Отсюда и следует приведенная на рис. 3.37 схема трехфазной цепи, в которой два ваттметра измеряют всю активную мощность, потребляемую цепью.

Переключение фаз приемника со звезды на треугольник. На практике часто используется переключение фаз приемника со звезды на треугольник (в нагревательных установках, при управлении трехфазными асинхронными двигателями и др.). Рассмотрим особенности такого переключения.

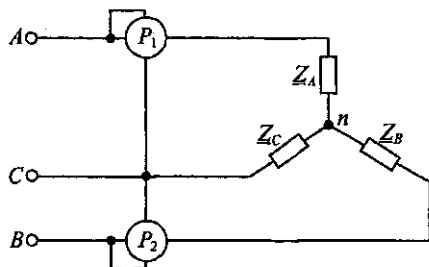


Рис. 3.37. Измерение активной мощности в трехфазной цепи с помощью двух ваттметров

Пусть имеется симметричный трехфазный источник и симметричный приемник с сопротивлением R в каждой фазе. Рассчитаем активную мощность, потребляемую приемником, для случаев соединения его фаз звездой и треугольником.

При соединении фаз приемника звездой

$$P_Y = 3P_{\phi Y} = 3U_{\phi} I_{\phi} = 3U_{\phi}^2 / R = U_{\pi}^2 / R.$$

При соединении фаз приемника треугольником

$$P_{\Delta} = 3P_{\phi \Delta} = 3U_{\pi} I_{\phi} = 3U_{\pi}^2 / R.$$

$$\text{Отношение } P_{\Delta} / P_Y = \frac{3U_{\pi}^2 R}{RU_{\pi}^2} = 3.$$

Таким образом, переключение приемника со звезды на треугольник увеличивает при одном и том же источнике развиваемую мощность в три раза.

ГЛАВА 4

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССАХ

Переходными (не установившимися) процессами называются процессы, возникающие в различных физических системах при переходе от одного установившегося режима к другому. Переходные процессы в электрических цепях возникают при их включении и выключении, изменении конфигурации и параметров электрических цепей.

Любые переключения в электрической цепи называют коммутацией. В момент коммутации время t принимают равным нулю ($t = 0$).

Поскольку каждому состоянию электрической цепи соответствует свое собственное значение энергии ее магнитного и электрического поля, то для изменения этой энергии необходимо время. Это означает, что скачкообразное изменение тока в цепях с индуктивностью и напряжением на конденсаторах невозможно. В этом заключается суть законов коммутации.

Для расчета переходных процессов могут использоваться несколько методов. Наиболее распространенными из них являются классический, операторный и частотный. Рассмотрим особенности расчета переходных процессов в электрических цепях классическим методом.

Для переходных процессов законы Ома и Кирхгофа справедливы, однако для тока в индуктивном элементе и напряжения на емкостном элементе необходимо учитывать начальные условия $i_L(0)$ и $u_C(0)$:

$$i_L = i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t u_L dt; \quad u_C = u_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt. \quad (4.1)$$

Для любой сложной схемы система уравнений, описывающих ее состояние в переходном режиме, может быть сведена к одному дифференциальному уравнению n -го порядка относительно тока или напряжения. Например, относительно переходного тока уравнение может иметь вид

$$\frac{d^n i}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} i}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{di}{dt} + a_n i = f_i(t), \quad (4.2)$$

где a_i — постоянные коэффициенты, зависящие от параметров в цепи; $f_i(t)$ — функция времени, зависящая от токов источника.

Решение неоднородного дифференциального уравнения (4.2) классическим методом можно разделить на две части:

1. Частное решение (установившейся составляющей) $i_y(t)$ уравнения (4.2);

2. Общее решение (свободной составляющей) $i_{св}(t)$ однородного уравнения (4.2) без правой части:

$$i_{св} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + \dots + A_n e^{p_n t},$$

где A_1, A_2, \dots, A_n — постоянные интегрирования, определяемые из начальных условий с учетом законов коммутации; p_1, p_2, \dots, p_n — корни характеристического уравнения

$$p^n + a_1 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + \dots + a_{n-1} p + a_n = 0.$$

Установившуюся составляющую i_y определяют как значение тока после окончания переходного процесса.

Реальный переходный ток определяется суммой свободной и установившейся составляющих:

$$i = i_y + i_{св}. \quad (4.3)$$

Аналогично определяется переходное напряжение, если уравнение (4.2) составлено относительно напряжения.

4.2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПИ С ИСТОЧНИКОМ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ С ИНДУКТИВНОЙ КАТУШКОЙ И РЕЗИСТОРОМ

Рассмотрим переходный процесс в цепи, содержащей элементы R и L и подключаемой к источнику постоянной ЭДС E (рис. 4.1) переводом переключателя Π из положения 1 в положение 2 в момент $t = 0$:

$$u_R + u_L = Ri + L \frac{di}{dt} = E. \quad (4.4)$$

Дифференциальное уравнение для свободных токов $i_{св}$ можно получить путем приравнивания правой части выражения (4.4) к нулю, а его характеристическое уравнение — путем замены символа d/dt на p . Тогда характеристическое уравнение, соответствующее выражению (4.4), примет вид

$$R + Lp = 0,$$

$$\text{откуда его корень } p = -\frac{R}{L} = -\frac{1}{\tau}, \quad (4.5)$$

где $\tau = \frac{L}{R}$ — постоянная времени RL -цепи.

С учетом уравнения (4.5) свободная составляющая переходного тока

$$i_{\text{св}} = Ae^{pt} = Ae^{-\frac{R}{L}t}, \quad (4.6)$$

где A — постоянная интегрирования.

Установившаяся составляющая переходного тока

$$i_y = \frac{E}{R}. \quad (4.7)$$

Переходный ток определим по формуле (4.3) с учетом выражений (4.6) и (4.7):

$$i = i_y + i_{\text{св}} = \frac{E}{R} + Ae^{-\frac{R}{L}t}. \quad (4.8)$$

Постоянная интегрирования A определяется из начальных условий. В цепи с индуктивностью ток не может измениться скачком. Поэтому с учетом того, что при $t = 0$ ток в цепи равен нулю, из выражения (4.8) следует $i(0) = \frac{E}{R} + A = 0$. Откуда $A = -\frac{E}{R}$.

С учетом выражения (4.6)

$$i_{\text{св}} = -\frac{E}{R}e^{-\frac{R}{L}t}. \quad (4.9)$$

Принимая во внимание выражения (4.8), (4.7) и (4.9), можно получить

$$i = i_y + i_{\text{св}} = \frac{E}{R} - \frac{E}{R}e^{-\frac{R}{L}t} = I(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \quad (4.10)$$

где $I = \frac{E}{R}$ — установившийся ток.

Напряжение на резистивном элементе R

$$u_R = iR \quad (4.11)$$

повторяет по форме кривую переходного тока (4.10).

Переходное напряжение на индуктивности L , уравновешивающее ЭДС самоиндукции, определяется с учетом выражения (4.10):

$$u_L = -e_L = L \frac{di}{dt} = Ee^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (4.12)$$

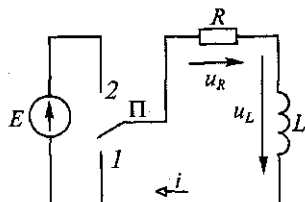


Рис. 4.1. Подключение цепи $R-L$ к источнику постоянного напряжения

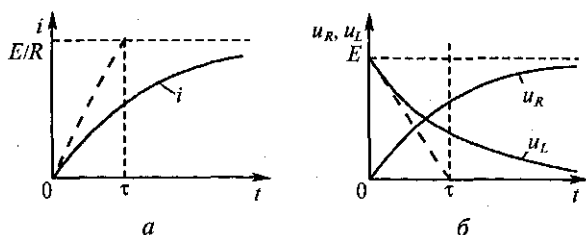


Рис. 4.2. Изменение во времени переходного тока (а), напряжения u_R и u_L (б) при подключении цепи $R-L$ к источнику постоянного напряжения

Графики изменения тока во времени, напряжений на резистивном и индуктивном элементах, соответствующие выражениям (4.10), (4.11), (4.12), показаны на рис. 4.2.

Как следует из изложенного, ток в цепи с индуктивностью скачком не изменяется, но напряжение таким образом может измениться. Из выражения (4.10) видно, что ток теоретически достигнет установившегося значения спустя бесконечно большое время. Однако расчет показывает, что на практике можно считать переходный процесс закончившимся спустя $(3 \dots 4)\tau$. При этом ток достигает соответственно значения $0,95I$ и $0,99I$.

Отметим, что экспоненты, приведенные на рис. 4.2, позволяют определить постоянную времени τ графически. Для этого необходимо провести к ней касательную в любой точке. Величина под касательной дает значение τ .

Если цепь $R-L$ в момент $t=0$ замкнуть накоротко мгновенным переводом переключателя Π из положения 2 в положение 1, в цепи возникает переходной процесс, обусловленный запасом энергии в магнитном поле катушки. Возникающий переходной ток характеризуется только свободным током, так как установившийся ток $i_y = 0$. Поэтому

$$i = i_{\text{св}} = Ae^{pt} = Ae^{-\frac{R}{L}t}.$$

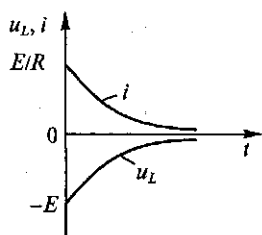


Рис. 4.3. Изменение тока и напряжения на индуктивной катушке при ее коротком замыкании

Постоянная интегрирования A определяется из начального условия: до короткого замыкания ток в цепи не может измениться скачком. Поэтому при $t=0$

$$i(0) = I = \frac{E}{R} = Ae^{-\frac{R}{L}t} = A.$$

С учетом этого переходный ток

$$i = i_{\text{св}} = \frac{E}{R} e^{-\frac{R}{L}t} = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Напряжение на индуктивности можно определить по формуле

$$u_L = L \frac{di}{dt} = -E e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Изменение рассмотренных величин показано на рис. 4.3.

4.3. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПИ С ИСТОЧНИКОМ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ЕМКОСТЬЮ И РЕЗИСТОРОМ

Из курса физики известно, что два любых проводника, разделенные диэлектриком, образуют конденсатор — устройство, способное накапливать электрические заряды.

Форма проводников, называемых обкладками конденсатора, может быть любой. На обкладках конденсатора всегда имеется равное количество противоположных по знаку зарядов.

Количество зарядов на обкладке пропорционально приложенному напряжению:

$$q = CU. \quad (4.13)$$

Коэффициент пропорциональности C в выражении (4.13) называется емкостью $C = \frac{q}{U}$, которая измеряется в фарадах (Ф).

Рассмотрим некоторые особенности переходных процессов в последовательной цепи постоянного тока с R и C .

При подключении цепи $R-C$ (рис. 4.4) к источнику постоянного напряжения при разряженном до нуля конденсаторе $u_C(0) = 0$ уравнение по второму закону Кирхгофа имеет вид

$$u_R + u_C = Ri + u_C = E. \quad (4.14)$$

Выражение (4.13) может быть преобразовано следующим образом: $dq = idt = Cdu_C$, т.е. ток в проводниках, подсоединенных к обкладкам конденсатора, $i = C \frac{du_C}{dt}$, где u_C — напряжение на обкладках конденсатора.

Уравнение (4.14) приведем к дифференциальному уравнению

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = E. \quad (4.15)$$

Ему соответствует характеристическое уравнение

$$RCp + 1 = 0, \quad (4.16)$$

где корень характеристического уравнения

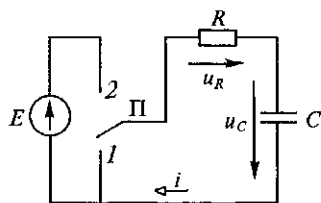


Рис. 4.4. Схема коммутации в цепи $R-C$

$$p = -\frac{1}{RC} = -\frac{1}{\tau}; \quad (4.17)$$

$\tau = RC$ — постоянная времени $R-C$ цепи.

Напряжение на обкладках конденсатора в установившемся режиме определяется вторым уравнением системы (4.1). После окончания переходного процесса, когда зарядный ток прекратится, напряжение $u_{C_y} = E$.

Свободная составляющая напряжения

$$u_{C_{св}} = Ae^{pt} = Ae^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Напряжение на конденсаторе во время переходного процесса

$$u_C = u_{C_y} + u_{C_{св}} = E + Ae^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (4.18)$$

Постоянная интегрирования A находится из начальных условий. Напряжение на конденсаторе в соответствии с законом коммутации после замыкания ключа равно напряжению до коммутации, т.е. $u_C(0) = 0$. С учетом выражения (4.18) для момента $t = 0$ получим

$$u_C(0) = E + Ae^{-\frac{0}{\tau}} = E + A = 0,$$

откуда $A = -E$.

Тогда выражение (4.18) позволяет определить переходное напряжение на обкладках конденсатора:

$$u_C = E - Ee^{-\frac{t}{\tau}} = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}). \quad (4.19)$$

Ток в цепи при зарядке конденсатора с учетом формулы (4.19) составит

$$i = C \frac{du_C}{dt} = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Изменение величин u_C и i при зарядке конденсатора от источника постоянного ЭДС показано на рис. 4.5. Как и в цепи с индуктивностью, переходный процесс практически закончится спустя $(3 \dots 4) \tau$ после коммутации.

Энергия, отдаваемая источником при зарядке конденсатора, накапливается в его электрическом поле. За время dt ис-

точник совершает работу (отдает энергию) $dW = u_C idt$, а за время t

$$W = \int_0^t u_C idt.$$

Но $i = C \frac{du_C}{dt}$, поэтому $idt = Cdu_C$. То есть энергия, запасенная в конденсаторе при увеличении напряжения до U :

$$W = C \int_0^U u_C du_C = C \frac{U^2}{2}.$$

Следовательно, энергия электрического поля конденсатора

$$W = \frac{CU^2}{2}.$$

Короткое замыкание цепи $R-C$, ранее находящейся под напряжением питания E , осуществляется переводом переключателя П в положение 1 (см. рис. 4.4). За счет запасенной в конденсаторе энергии при коротком замыкании происходит переходной процесс и запасенная энергия рассеивается на резистор R в виде теплоты.

Установившееся значение тока и напряжения u_C после окончания переходного процесса $I_y = 0$; $u_{Cy} = 0$. При этом свободная составляющая напряжения на конденсаторе $u_C = u_{C_{св}} = Ae^{pt}$.

Уравнение, описывающее состояние цепи $R-C$ при коротком замыкании, определяется из уравнения (4.15) при правой части, равной нулю. Поэтому характеристическое уравнение при коротком замыкании RC -цепи и его корень будут совпадать с уравнениями (4.16) и (4.17).

Постоянная интегрирования A определяется из начальных условий. При $t = 0$ напряжение на конденсаторе равно E , т. е.

$$u_C(0) = Ae^{\frac{0}{\tau}} = E, \text{ откуда } A = E.$$

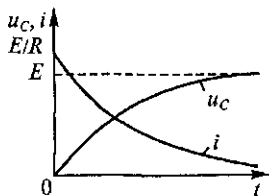


Рис. 4.5. Изменение тока и напряжения при зарядке конденсатора

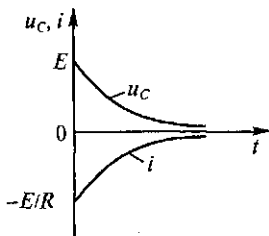


Рис. 4.6. Изменение тока и напряжения при коротком замыкании в цепи $R-C$

При этом для переходного напряжения на конденсаторе справедливо выражение

$$u_C = E e^{-\frac{t}{\tau}} = E e^{-\frac{t}{RC}},$$

а для тока $i = C \frac{du_C}{dt} = -\frac{E}{R} e^{-\frac{t}{RC}}.$

Графики изменения u_C и i при коротком замыкании RC -цепи приведены на рис. 4.6.

4.4. ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ПЕРЕМЕННЫХ ТОКАХ

При переходных процессах в цепях синусоидального переменного тока переходные токи и напряжения также содержат установившуюся и свободную составляющие. Последняя, как и в цепях постоянного тока, изменяется по экспоненциальному закону, причем начальное значение экспоненты зависит от фазы включения. Поскольку установившаяся составляющая представляет собой синусоидальную величину, то результирующие переходный ток или напряжение могут вызывать ударные значения, приближающиеся к двукратному установившемуся току и напряжению. Напротив, возможно безударное включение RC - или RL -цепи, при котором в ней сразу возникает установившееся значение тока или напряжения, а свободная составляющая равна нулю.

ГЛАВА 5

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

5.1. ВИДЫ И МЕТОДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

5.1.1. Основные понятия метрологии

Метрология — наука об измерениях, методах достижения их единства и требуемой точности*.

Измерение — совокупность действий, выполняемых при помощи средств измерений в целях нахождения числового значения измеряемой величины в принятых единицах измерения (СИ). Различают прямые и косвенные измерения.

Прямые называют измерение, при котором искомое значение измеряемой величины определяют непосредственно из опытных данных.

Косвенным называют измерение, при котором искомое значение измеряемой величины находят путем подсчета с использованием известной функциональной зависимости между искомой величиной и величинами, получаемыми с помощью прямых измерений.

Средства измерений — технические средства, предназначенные для проведения прямых измерений с нормированной точностью. К средствам измерений относятся меры, измерительные приборы и преобразователи, а также состоящие из них измерительные установки и системы.

Меры — средства измерений, предназначенные для воспроизведения физических величин заданного значения. В зависимости от степени точности и назначения меры подразделяются на эталоны, образцовые и рабочие.

Эталоны — меры, служащие для воспроизведения, хранения и передачи единиц физических величин образцовым мерам.

Образцовые меры — меры, служащие для поверки и градуировки рабочих мер.

Рабочие меры — меры, служащие для поверки измерительных приборов и проведения измерений в научных организациях и на промышленных предприятиях.

* Основные этапы в развитии метрологии: установление эталона метра (Франция, конец XVIII в.), создание абсолютных систем единиц (К. Гаус, 1832 г.), подписание Международной метрической конвенции (1875 г.), разработка и принятие в 1960 г. Международной системы единиц (СИ).

Измерительные приборы — средства измерений, позволяющие регистрировать (наблюдать) измерительную информацию непосредственно по их показаниям. К ним, например, относятся амперметры, вольтметры, ваттметры и другие измерительные приборы.

Измерительные преобразователи (датчики) — средства измерений, преобразующие измеряемые физические величины (например, перемещение, давление, скорость, температуру и т.д.) в сигнал (как правило, электрический) для передачи, обработки или регистрации.

Измерительная установка — совокупность функционально объединенных измерительных приборов и преобразователей, служащих для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для восприятия наблюдателем.

Измерительно-информационная система — комплекс средств измерений и вспомогательных устройств (например, устройств передачи данных), служащих для сбора и передачи измерительной информации о состоянии какого-либо автоматически управляемого объекта для обработки ее на ЭВМ и выработки управляющих воздействий.

Наибольшее распространение в метрологии получили методы прямых измерений. В зависимости от способа получения измерительной информации об измеряемой величине различают следующие методы прямых измерений: непосредственной оценки, сравнения и замещения. Различие перечисленных методов состоит в следующем. Если для получения измерительной информации достаточно только показаний измерительного прибора (без дополнительных действий со стороны исследователя), то такой метод измерения называют *методом непосредственной оценки*. Например, показание амперметра, включенного в какую-либо ветвь цепи, определяет ток в данной ветви; показание вольтметра, подключенного к паре узлов цепи, свидетельствует о значении напряжения между этими двумя узлами.

Методы сравнения и замещения основаны на использовании рабочих мер измеряемых величин и дополнительных (кроме наблюдения) действий со стороны исследователя. В первом случае (при методе сравнения) измеряемая величина сравнивается (по какому-либо критерию) с величиной, воспроизводимой мерой. Например, измерение параметров пассивных элементов R , L , C с помощью моста Уитстона*. Во втором случае (при методе замещения), так же как и при методе сравнения, измеряемая величина сравнивается с известной мерой, но сравнение происходит путем замещения измеряемой величины мерой, т.е. при отсутст-

* Уитстон Чарлз (1802–1875) — английский физик, в 1844 г. предложил мостовой метод электрических измерений.

вии в измерительной цепи измеряемой величины. Путем изменения меры добиваются такого же показания прибора, которое было при действии измеряемой величины. Например, измерение сопротивления некоторого резистора с помощью измерительного резистора (меры), включаемого попеременно в одно и то же плечо измерительного моста.

5.1.2. Классификация погрешностей. Класс точности измерительных приборов

При любом измерении неизбежны погрешности, т.е. отклонения результата измерения от истинного значения измеряемой величины, которое никогда не может быть абсолютно точно известно. Причин здесь несколько. Первая причина, которая никогда не может быть устранена, заключается в том, что любая физическая величина состоит из бесконечно большого числа бесконечно малых величин. Поэтому даже при самых точных измерениях неизбежна ошибка измерения. Вторая причина, которая поддается устранению, обусловлена такими факторами, как непостоянство параметров измерительных приборов, влияние на приборы электрических и магнитных полей, изменение температуры окружающей среды и т.д.

Разность между показанием A_x прибора и истинным значением A измеряемой величины называется *абсолютной погрешностью* ΔA измерения:

$$\Delta A = A_x - A. \quad (5.1)$$

Из формулы (5.1) следует, что $A = A_x - \Delta A = A_x + \Delta P$.

Величина ΔP , обратная по знаку абсолютной погрешности, называется *поправкой*.

Для оценки точности измерения используется *относительная погрешность* δ , которая вычисляется по формуле

$$\delta = |\Delta A| / A, \text{ или в процентах (\%)} \quad \delta = (|\Delta A| / A) 100.$$

Так как различные приборы непосредственной оценки измерений имеют разные пределы (диапазоны) измерений, то для сравнения приборов между собой по точности используется *приведенная погрешность* γ прибора, которая вычисляется по формуле (%)

$$\gamma = (|\Delta A| / A_n) 100,$$

где A_n — нормирующее значение измерительного прибора, которое может быть равным верхнему пределу измерений, диапазону

измерений, длине шкалы или другому базовому параметру измерительного прибора.

Погрешность, не выходящая за пределы приведенной погрешности при нормальных условиях эксплуатации прибора, называется *основной погрешностью*. Нормальными условиями эксплуатации прибора считаются: температура окружающей среды (20 ± 5) °С, относительная влажность воздуха (65 ± 15) %, атмосферное давление (750 ± 30) мм рт. ст., отсутствие внешних магнитных полей, нормальное рабочее положение прибора и др. Если условия эксплуатации прибора отличаются от нормальных, приведенная погрешность прибора может отличаться от основной погрешности. В этом случае разность между фактической и основной погрешностями называется *дополнительной погрешностью* прибора.

Нормированные значения основной погрешности измерительных приборов служат для определения их классов точности. Измерительные приборы подразделяются на восемь классов точности: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0. Цифра, определяющая класс точности, указывает на наибольшее допустимое для данного прибора значение приведенной основной погрешности (в процентах).

5.1.3. Классификация электроизмерительных приборов

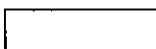
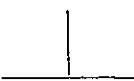

Электроизмерительные приборы классифицируются по различным признакам.

По *роду измеряемой величины* электроизмерительные приборы подразделяются на амперметры, вольтметры, ваттметры, фазометры, частотомеры, омметры и др. На схемах и лицевой панели прибора род измеряемой величины указывается с помощью условного обозначения, некоторые из них приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Наименование прибора	Условное обозначение
Амперметр	<i>A</i>
Вольтметр	<i>V</i>
Ваттметр	<i>W</i>
Варметр	<i>var</i>
Омметр	Ω
Счетчик ватт-часов	<i>Wh</i>
Гальванометр	Γ

Таблица 5.2

Условное обозначение	Значение
—	Прибор постоянного тока
~	Прибор переменного тока
	Рабочее положение шкалы горизонтальное
	Рабочее положение шкалы вертикальное
0,5	Прибор класса точности 0,5
	Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением 3 кВ

На лицевой панели прибора указывают также условные обозначения, по которым можно судить о роде измеряемого тока (постоянный, переменный), классе точности, рабочем положении прибора и др. (табл. 5.2).

В зависимости от физического явления, положенного в основу принципа действия измерительного прибора, различают приборы магнитоэлектрической, электромагнитной, электродинамической и других систем.

Принцип действия прибора магнитоэлектрической системы основан на явлении взаимодействия магнитного поля, созданного в этом приборе постоянным магнитом, и катушки с током. В результате указанного взаимодействия угол α поворота стрелки (катушки, жестко связанной со стрелкой) пропорционален величине тока I , т.е. $\alpha \sim I$.

Прибор магнитоэлектрической системы (без дополнительных устройств) пригоден только для измерения постоянных токов и напряжений. Однако в сочетании с дополнительными устройствами, например, с выпрямителем, данный прибор может быть использован и для измерения средних значений синусоидальных токов и напряжений.

Прибор электромагнитной системы состоит из катушки с током и ферромагнитного диска, жестко связанного со стрелкой, который может входить во внутреннюю полость катушки. Ток в катушке создает магнитное поле, величина энергии которого пропорциональна квадрату тока i . Чем больше будет величина квадрата тока i , тем больше сила, стремящаяся втянуть диск в катушку. Таким образом, угол α поворота диска в приборах электромагнитной системы пропорционален квадрату действующего значения I тока i , т.е. $\alpha \sim I^2$.

При изменении направления тока в катушке одновременно меняются на противоположные магнитные полюсы диска, вследствие чего направление вращающего момента подвижной части прибора не меняется. Поэтому приборы электромагнитной системы пригодны для измерения в цепях как постоянного, так и переменного тока.

Приборы магнитоэлектрической и электромагнитной систем часто используются в качестве амперметров, вольтметров и ваттметров.


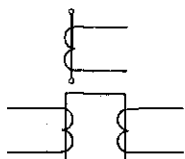
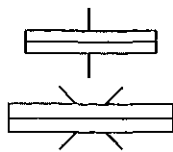
Электродинамическая система состоит из неподвижной и подвижной катушек, причем подвижная катушка может поворачиваться внутри неподвижной катушки. При наличии токов i_1, i_2 в катушках возникают электромагнитные силы, стремящиеся повернуть подвижную катушку и занять соосное положение с неподвижной катушкой. Угол α поворота подвижной катушки пропорционален произведению токов I_1, I_2 и косинусу сдвига фаз между ними (если i_1, i_2 — синусоидальные токи):

$$\alpha \sim I_1 I_2 \cos \varphi,$$

где I_1, I_2 — значения постоянных токов, если прибор включен в цепь постоянного тока, или действующие значения токов i_1, i_2 .

Приборы электродинамической системы часто применяются в качестве ваттметров. Основные системы приборов, их условные обозначения приведены в табл. 5.3.

Таблица 5.3

Система прибора	Условное обозначение
<p><i>Магнитоэлектрическая:</i> с механической противодействующей силой без механической противодействующей силы (логометр)</p>	
<p><i>Электромагнитная:</i> с механической противодействующей силой без механической противодействующей силы (логометр)</p>	
<p><i>Электродинамическая:</i> с механической противодействующей силой без механической противодействующей силы (логометр)</p>	

5.2. ИЗМЕРЕНИЯ В ЦЕПЯХ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

5.2.1. Измерение тока

Прибор, предназначенный для измерения силы тока*, называется *амперметром*. Амперметр включается последовательно с участком цепи, в котором измеряется сила тока (рис. 5.1, а). Чтобы сам прибор существенным образом не изменил режим работы цепи, его сопротивление должно быть очень незначительным по сравнению с сопротивлением цепи относительно зажимов амперметра.

Для измерения постоянного тока можно использовать амперметры любых систем. На практике преимущественно используются амперметры магнитоэлектрической системы. Для измерения действующего значения переменного тока в основном применяют приборы электромагнитной системы, а для измерения его среднего значения — приборы магнитоэлектрической системы с выпрямителем.

Один и тот же амперметр можно использовать на различные предельные значения токов, при которых подвижная система прибора будет отклонена полностью. Расширение пределов измерений достигается с помощью дополнительных устройств:

шунтов при измерении в цепи постоянного тока;

измерительных трансформаторов тока при измерении в цепи переменного тока.

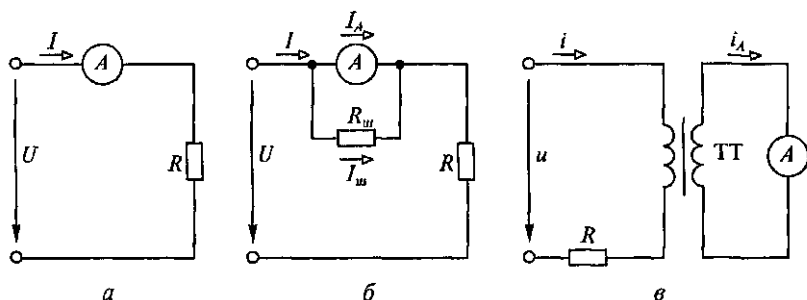


Рис. 5.1. Включение амперметра:

а — без шунта; б — с шунтом; в — с измерительным трансформатором тока

Шунтом называется резистор, сопротивление $R_{ш}$ которого соизмеримо с внутренним сопротивлением R_a амперметра. Шунт подключают параллельно амперметру (рис. 5.1, б).

* Под силой тока понимается величина тока постоянного или действующего (среднего) значения тока переменного.

Согласно первому закону Кирхгофа ток I в неразветвленной части цепи при наличии шунта определяется по формуле

$$I = I_a + I_{\text{ш}}, \quad (5.2)$$

где I_a — ток, проходящий через амперметр; $I_{\text{ш}}$ — ток, проходящий через шунт.

Так как амперметр и шунт включены параллельно, то

$$I_a R_a = I_{\text{ш}} R_{\text{ш}},$$

откуда

$$I_{\text{ш}}/I_a = R_a/R_{\text{ш}}. \quad (5.3)$$

С учетом формулы (5.3) и (5.2) находим, во сколько раз пределы измерения амперметра с шунтом больше, чем без шунта, т.е. находим отношение $n = I/I_a$:

$$n = I/I_a = (I_a + I_{\text{ш}})/I_a = 1 + R_a/R_{\text{ш}}.$$

Таким образом, амперметр с шунтом может измерить ток: $I = nI_a$.

На рис. 5.1, *в* показана схема включения амперметра в цепь переменного тока с использованием измерительного трансформатора тока (ТТ). Значение I измеряемого тока i и значение I_a , измеренное амперметром, связаны соотношением

$$I = K_I I_a,$$

где K_I — коэффициент трансформации ТТ.

5.2.2. Измерение напряжения

Прибор, предназначенный для измерения напряжения*, называется *вольтметром*. Вольтметр включается параллельно участку цепи, на котором измеряется напряжение (рис. 5.2, *а*). Внутреннее сопротивление вольтметра должно быть намного больше сопротивления участка, к которому он подключен. Это необходимо для того, чтобы сам вольтметр не вносил существенного изменения в режим работы цепи.

Для расширения пределов измерений вольтметров в цепях постоянного тока используют добавочные резисторы, включаемые последовательно с прибором. На рис. 5.2, *б* использованы следующие условные обозначения: U_0 — предельное значение

* Здесь, так же как и в случае измерения тока, следует различать постоянное напряжение и интегральные оценки (действующее и среднее значения) переменного напряжения.

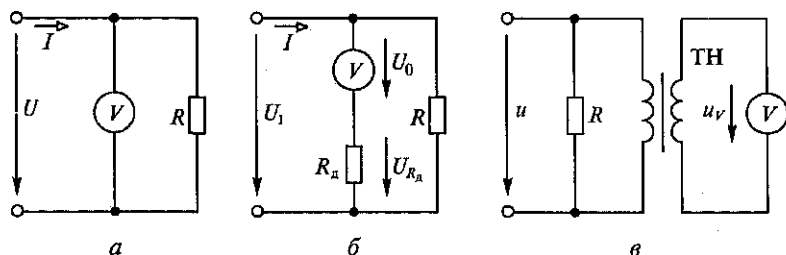


Рис. 5.2. Включение вольтметра:

a — без добавочного резистора; *б* — с добавочным резистором; *в* — с измерительным трансформатором напряжения

напряжения, измеряемое прибором; U_1 — предельное значение измеряемого напряжения с добавочным резистором R_d .

Сопротивление добавочного резистора определяют из следующих соображений. Допустим, вольтметром с сопротивлением R_v и предельным значением измеряемого напряжения U_0 необходимо измерить напряжение U_1 в n раз большее U_0 , т. е. $U_1/U_0 = n$.

В соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$U_1 = U_0 + U_{R_d}.$$

Следовательно:

$$n = U_1/U_0 = (U_0 + U_{R_d})/U_0 = 1 + R_d/R_v.$$

Отсюда находим R_d :

$$R_d = R_v(n - 1). \quad (5.4)$$

В цепях переменного тока для расширения пределов измерений вольтметров используют измерительные трансформаторы (ТН), один из которых показан на рис. 5.2, *в*. В этом случае измеряемое напряжение $U = K_U U_v$, где K_U — коэффициент трансформации ТН.

Для измерения напряжения в цепях постоянного тока применяют магнитоэлектрические вольтметры, а в цепях переменного тока — электромагнитные и электродинамические вольтметры.

5.2.3. Измерение мощности

Измерение мощности в цепи постоянного тока. Мощность в цепи постоянного тока может быть измерена косвенным методом с помощью амперметра и вольтметра (рис. 5.3, *a*), так как $P = UI$, или непосредственно электродинамическим ваттметром (рис. 5.3, *б*).

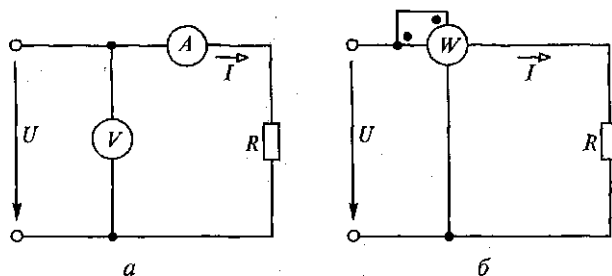


Рис. 5.3. Измерение мощности в цепи постоянного тока:
а — косвенным методом; б — ваттметром

У электродинамического ваттметра неподвижная катушка с малым сопротивлением включается последовательно с нагрузкой R и называется *токовой обмоткой*. Подвижная катушка с большим сопротивлением R_V включается параллельно нагрузке и называется *обмоткой напряжения*.

Измерение активной мощности в однофазной цепи. Активная мощность в однофазной цепи измеряется электродинамическим ваттметром. Обмотки ваттметра подключают так же, как и при измерении мощности в цепи постоянного тока, т. е. токовую обмотку подключают последовательно с Z , а обмотку напряжения параллельно к Z (рис. 5.4, а).

Так как ток I_V в обмотке напряжения пропорционален напряжению \dot{U} и практически из-за большого активного сопротивления R_V обмотки (рис. 5.4, б) совпадает с ним по фазе, ток в токовой обмотке равен току нагрузки \dot{I} (рис. 5.4, в), то угол α поворота стрелки прибора пропорционален величине

$$I_V I \cos(\Psi_{i_V} - \Psi_i) = (U/R_V) I \cos(\Psi_u - \Psi_i) = UI \cos(\varphi).$$

Следовательно, $\alpha - P = UI \cos(\varphi)$.

Измерение мощности в трехфазной цепи. Активная мощность в трехфазной цепи может быть измерена с помощью трех или

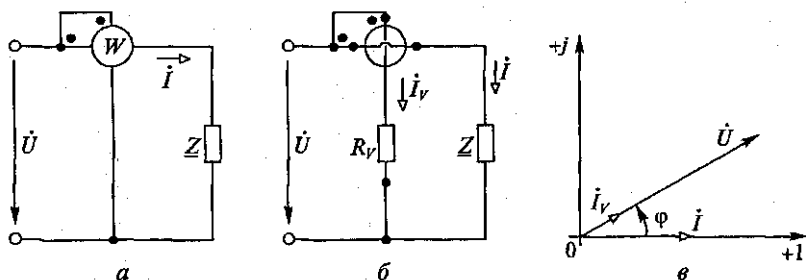


Рис. 5.4. Измерение активной мощности:
а — включение прибора; б — цепь переменного тока; в — векторная диаграмма

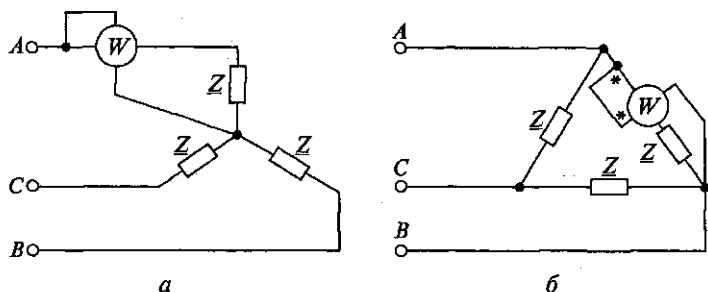


Рис. 5.5. Измерение активной мощности симметричной трехфазной цепи с помощью одного ваттметра при соединении приемника звездой (а) и треугольником (б)

двух электродинамических ваттметров (см. подразд. 3.4, рис. 3.36 и 3.37). При измерении активной мощности P в симметричной трехфазной цепи достаточно одного прибора, подключенного к одной фазе приемника (рис. 5.5), измеряющего активную мощность P_ϕ одной фазы, так как $P = 3P_\phi$.

Измерение реактивной мощности Q в трехфазной цепи может быть осуществлено или с помощью варметров по аналогичным схемам на рис. 3.36, 3.37 и 5.5, или для случая симметричного приемника с помощью одного ваттметра по схеме, показанной на рис. 5.6, а.

Из векторной диаграммы (рис. 5.6, б) видно, что сдвиг фаз между напряжением \dot{U}_{BC} , на которое подключена обмотка напряжения прибора, и током \dot{I}_A , протекающим по токовой обмотке, равен $-(90^\circ - \varphi)$. Следовательно, показание ваттметра в схеме на рис. 5.6, а определяет величину

$$U_{BC} I_A \cos(90 - \alpha) = U_\pi I_\pi \sin(\varphi) = Q/\sqrt{3}.$$

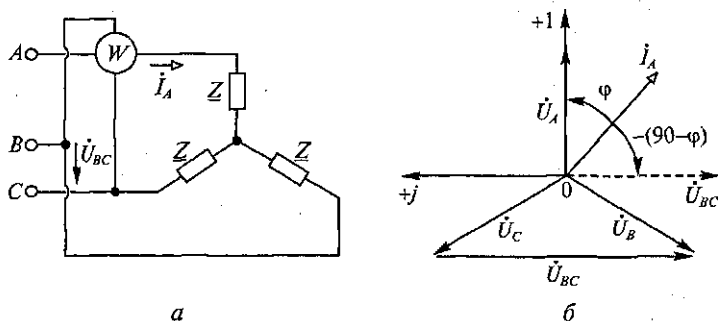


Рис. 5.6. Измерение реактивной мощности симметричной трехфазной цепи с помощью ваттметра (а) и векторная диаграмма (б)

Эта величина в $\sqrt{3}$ раз меньше реактивной мощности в данной симметричной трехфазной цепи (см. подразд. 3.4).

5.2.4. Учет производства и потребления электрической энергии

На практике (в производстве и быту) актуальным является измерение электрической энергии. Измерение электрической энергии в цепи переменного тока осуществляется электрическими счетчиками — приборами индукционной системы.

Приборы индукционной системы. Принцип действия индукционных приборов рассмотрим на примере работы счетчика электрической энергии однофазного тока.

Основными элементами конструкции счетчика являются (рис. 5.7, а):

- электромагниты 1 и 2, смещенные в пространстве;
- подвижный алюминиевый диск 3;
- постоянный магнит 4.

Обмотка электромагнита 1 включается последовательно с измеряемой цепью и называется *токовой обмоткой* прибора. Ток i_1 , проходящий по этой обмотке, создает Φ_1 , практически совпадающий с ним по фазе (рис. 5.7, б).

Обмотка электромагнита 2 подключается параллельно к измерительной цепи (рис. 5.7, а) и называется *обмоткой напряжения*. Эта обмотка имеет большое индуктивное сопротивление. По этой причине ток i_2 , проходящий через обмотку, и магнитный поток Φ_2 электромагнита 2 отстают по фазе от приложенного напряжения $u(t)$ на угол $\pi/2$ (рис. 5.7, б).

Смещение потоков Φ_1 и Φ_2 во времени (по фазе на угол ψ) и в пространстве создает вращающее (бегущее) магнитное поле, которое приводит во вращение алюминиевый диск 3. Величина вращающего диск момента $M_{вр}$ пропорциональна произведению:

$$M_{вр} \sim \Phi_{1m} \Phi_{2m} \sin(\psi).$$

Так как $\Phi_{1m} \sim I_1 \sim I$, $\Phi_{2m} \sim U$, $\sin(\psi) = \cos(\varphi)$, где $\varphi = \psi_u - \psi_i$ (рис. 5.7, б), $M_{вр} \sim UI \cos(\varphi) = P$.

При вращении диска в поле постоянного магнита 4 в диске наводятся вихревые токи, которые, взаимодействуя с магнитным полем постоянного магнита, вызывают силы, препятствующие вращению диска. Величина противодействующего момента $M_{пр} \sim \omega_d$, где ω_d — угловая частота вращения диска.

Когда $M_{вр} = M_{пр}$, диск будет вращаться с равномерной угловой скоростью

$$\omega_d \sim P. \quad (5.5)$$

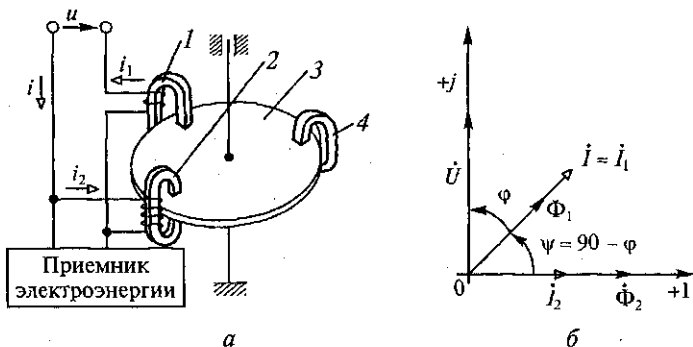


Рис. 5.7. Устройство (а) и векторная диаграмма (б) счетчика электроэнергии однофазного тока:

1 и 2 — обмотки электромагнитов; 3 — алюминиевый диск; 4 — постоянный магнит

Умножая выражение (5.5) на время t , получим

$$W \sim n = Cn,$$

где n — число оборотов диска за время t ; W — энергия, израсходованная приемником энергии за время t ; C — постоянная прибора, равная электроэнергии, приходящейся на один оборот диска (определяется конструктивными и другими параметрами прибора).

Счетчик электроэнергии имеет счетный механизм, который связан червячной передачей с осью диска. По показаниям счетного механизма (по количеству оборотов диска) определяют количество электроэнергии, которое израсходовал потребитель электроэнергии.

Измерение энергии в цепях переменного тока. Для измерения электроэнергии в цепях переменного тока используются одноэлементные (однофазные), двух- и трехэлементные счетчики. Последние два счетчика — это объединенные в одном корпусе соответственно два и три однофазных счетчика.

Для измерения активной энергии в однофазных цепях используются одноэлементные счетчики, которые включаются так же, как и ваттметры, т.е. по аналогичной схеме (см. рис. 5.4).

Для измерения активной электроэнергии в трехпроводных цепях трехфазного тока могут быть использованы два одноэлементных счетчика, которые включаются по схеме, аналогичной схеме включения двух ваттметров (см. рис. 3.37), или один двухэлементный счетчик (рис. 5.8, а).

Для измерения активной энергии в четырехпроводных цепях трехфазного тока могут быть использованы три одноэлементных счетчика (см. рис. 3.36) или один трехэлементный счетчик (рис. 5.8, б).

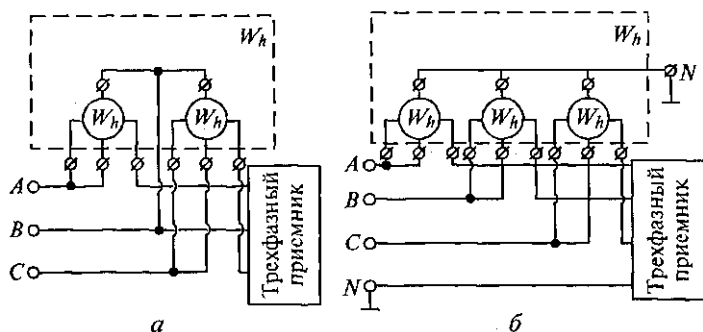


Рис. 5.8. Измерение активной электроэнергии в трехфазных цепях с помощью двухэлементного (а) и трехэлементного (б) счетчиков

Учет реактивной энергии в трехфазных цепях осуществляется с помощью трехфазных индукционных счетчиков реактивной энергии. Кроме того, в симметричной трехфазной цепи реактивную энергию можно измерить с помощью одного однофазного счетчика активной энергии по схеме включения, показанной на рис. 5.6, а.

5.2.5. Измерение параметров электрических цепей

К параметрам электрических цепей (устройств) относятся электрическое сопротивление R постоянному току, активное сопротивление R переменному току, емкость C , индуктивность L , взаимная индуктивность M^* . Для определения этих величин используются разнообразные методы прямого и косвенного измерений.

Измерение электрического сопротивления постоянному току. Косвенное измерение электрического сопротивления постоянному току какого-либо устройства (двухполюсника) электрической цепи осуществляется с помощью метода, который получил название метода амперметра–вольтметра. Согласно этому методу искомое сопротивление R находится на основании закона Ома:

$$R = U/I,$$

где U , I — показания вольтметра и амперметра соответственно.

При измерении сопротивления R методом амперметра–вольтметра приборы могут быть включены двумя способами (рис. 5.9).

* К параметрам электрических цепей также могут быть отнесены индуктивное сопротивление x_L , емкостное сопротивление x_C и сопротивление взаимной индукции x_M , которые являются производными от соответствующих величин L , C , M .

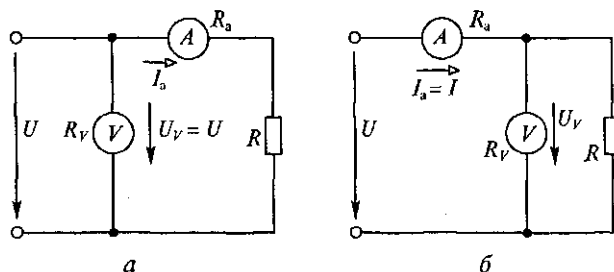


Рис. 5.9. Включение приборов для измерения электрического сопротивления R :

a — при $R > R_a$; $б$ — при $R < R_v$

Схему включения приборов на рис. 5.9, a рекомендуется применять в тех случаях, когда измеряемое при R значительно больше сопротивления амперметра R_a . В случае если R значительно меньше сопротивления вольтметра R_v , целесообразно использовать схему, показанную на рис. 5.9, $б$. При этом независимо от схемы включения приборов измеряемое сопротивление R должно находиться в диапазоне $R_a < R < R_v$. Данный диапазон значений R определяет область применения метода амперметра—вольтметра.

Найденное значение сопротивления R , как правило, уточняют, внося соответствующую поправку:

$$R = \begin{cases} R - R_a & \text{— для схемы на рис. 5.9, } a \\ R / (1 - R / R_v) & \text{— для схемы на рис. 5.9, } б. \end{cases}$$

Прямое измерение сопротивления R может быть осуществлено методами непосредственной оценки (с помощью омметров) или сравнения (с помощью мостового и компенсационного методов).

Омметр — прибор, предназначенный для непосредственного измерения сопротивления. Он представляет собой комбинацию прибора магнитоэлектрической системы и специальной измерительной цепи. Шкала измерительного прибора градуируется в омах.

В зависимости от типа измерительного прибора, используемого в омметре, различают омметры с магнитоэлектрическим миллиамперметром и магнитоэлектрическим логометром.

На схеме (рис. 5.10, a) показан омметр с магнитоэлектрическим миллиамперметром. В этой схеме последовательно с миллиамперметром включены резистор, сопротивление R_x которого требуется измерить, добавочный резистор с сопротивлением R_d и

источник постоянного напряжения с параметрами E , R_b . Ток I_x в измерительной цепи определяется по формуле

$$I_x = E / (R_b + R_d + R_x).$$

Если величина E источника питания неизменна, то величина тока I_x зависит только от значения измеряемого сопротивления R_x . Это позволяет шкалу прибора проградуировать в омах. Однако с течением времени E источника уменьшается, что приводит к существенной погрешности измерений. Для компенсации (уменьшения) этой погрешности R_d выполняют регулируемым. Омметр с магнитоэлектрическим логометром лишен этого недостатка.

Устройство магнитоэлектрического логометра показано на рис. 5.10, б. Магнитоэлектрический логометр состоит из двух жестко связанных между собой катушек 1 и 2, расположенных друг относительно друга под углом $\pi/2$ на сердечнике 3 эллипсоидной формы и постоянного магнита 4.

Токи к катушкам подводятся от общего источника питания напряжения U через гибкие проводники, которые практически не создают противодействующего момента. Последовательно с одной из катушек включен постоянный добавочный резистор с сопротивлением R_d , а последовательно с другой — резистор с измеряемым сопротивлением R_x . Токи, протекающие через катушки, соответственно равны: $I_1 = U / (R_1 + R_d)$, $I_2 = U / (R_2 + R_x)$, где R_1 , R_2 — сопротивления соответствующих катушек.

При взаимодействии токов I_1 , I_2 с магнитным полем прибора создаются два вращающихся момента M_1 , M_2 , направленных навстречу друг другу:

$$M_1 = C_1(\alpha) I_1; \quad M_2 = C_2(\alpha) I_2,$$

где $C_1(\alpha)$, $C_2(\alpha)$ — коэффициенты пропорциональности, зависящие от положения катушек в магнитном поле; α — угол отклонения плоскости какой-либо катушки от вертикальной оси $0-0'$.

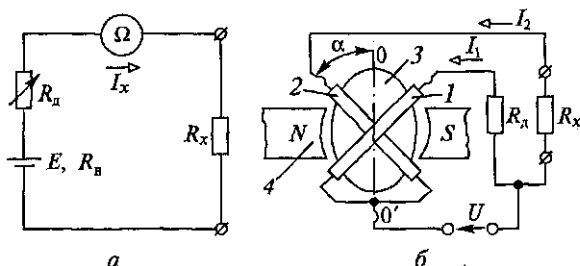


Рис. 5.10. Омметр с магнитоэлектрическим миллиамперметром (а) и магнитоэлектрический логометр (б):

1 и 2 — катушки; 3 — сердечник; 4 — постоянный магнит

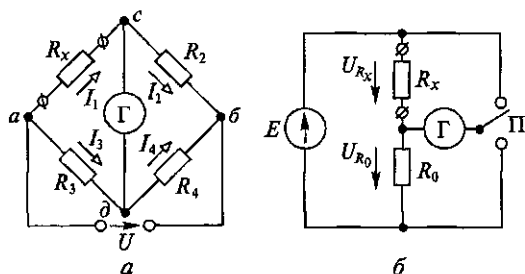


Рис. 5.11. Измерение электрического сопротивления мостовым (а) и компенсационным (б) методами

Из-за эллипсоидной формы сердечника $C_1(\alpha) \neq C_2(\alpha)$ при любых α .

Под влиянием вращающих моментов M_1 и M_2 подвижная система повернется на угол α , при котором $M_1 = M_2$. Отсюда

$$I_1/I_2 = C_2(\alpha)/C_1(\alpha) = C(\alpha). \quad (5.6)$$

Из формулы (5.6) следует, что угол α поворота подвижной системы логометра пропорционален отношению токов: $\alpha = I_1/I_2$.

Так как $I_1/I_2 = (R_2 + R_x)/(R_1 + R_3)$, угол α зависит от измеряемого сопротивления R_x и не зависит от U источника питания.

Мостовой метод позволяет наиболее точно измерять сопротивления постоянному току.

В одно из плеч моста (рис. 5.11, а) включается резистор, сопротивление R_x которого требуется измерить, в другие плечи моста — резисторы с известными сопротивлениями R_1, R_2, R_3 . В одну диагональ моста (узлы а и б) включается источник, а в другую (узлы в и г) — измерительный прибор — гальванометр с нулевой отметкой на середине шкалы.

Когда потенциалы точек в и г равны, измерительный прибор показывает нулевое значение напряжения между ними. Такое состояние моста называется *уравновешенным*. При равновесии моста

$$R_x I_1 = R_3 I_3, \quad R_2 I_2 = R_4 I_4; \quad (5.7)$$

$$I_1 = I_2, \quad I_3 = I_4. \quad (5.8)$$

С учетом равенств (5.8) уравнения (5.7) дают следующее соотношение между параметрами моста:

$$R_x/R_2 = R_3/R_4, \text{ откуда } R_x = R_2 R_3/R_4.$$

Электрическая цепь измерения сопротивления *компенсационным методом* состоит из источника постоянной ЭДС E , резистора, сопротивление R_x которого требуется измерить, образцового

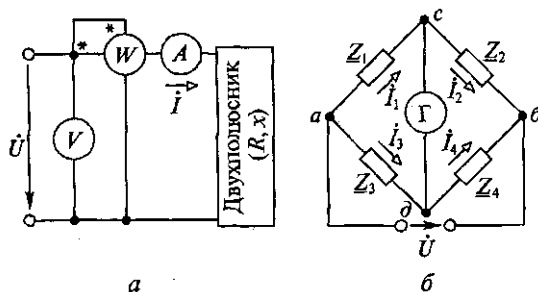


Рис. 5.12. Измерение параметров электрической цепи переменного тока косвенным (а) и мостовым (б) методами

резистора с сопротивлением R_0 и магнитоэлектрического вольтметра (рис. 5.11, б).

С помощью переключателя П измеряют напряжения U_{R_x} и U_{R_0} . Так как R_x и R_0 включены последовательно,

$$R_0 I = U_{R_0}; \quad R_x I = U_{R_x},$$

откуда

$$R_0/R_x = U_{R_0}/U_{R_x} \quad \text{или} \quad R_x = R_0 U_{R_x}/U_{R_0}.$$

Измерение параметров цепи переменного тока. Для косвенного измерения параметров пассивного двухполюсника, находящегося под воздействием синусоидального напряжения $u(t)$, достаточно трех приборов: амперметра, вольтметра и ваттметра. Следует подчеркнуть, что в настоящем случае под двухполюсником понимается не произвольный участок цепи, а только одно устройство, параметры которого требуется найти. К таким устройствам относятся резистор, индуктивная катушка и конденсатор.

На рис. 5.12, а показана схема подключения указанных приборов и схема цепи — двухполюсника, параметры которого вычисляются по формулам

$$R = P/I^2; \quad x = \pm \sqrt{(U/I)^2 - R^2},$$

где R — активное сопротивление; x — реактивное сопротивление двухполюсника.

Если двухполюсник является индуктивной катушкой, реактивное сопротивление $x > 0$ (знак «+»), а если двухполюсник является конденсатором — $x < 0$ (знак «-»).

Собственно индуктивность L и емкость C вычисляются по формулам

$$L = x_L/\omega; \quad C = 1/(x_C\omega),$$

где ω — угловая частота колебания $u(t)$; $x_L = x$ — индуктивное сопротивление катушки индуктивности; $x_C = -x$ — емкостное сопротивление конденсатора.

Прямое измерение R , L , C чаще всего осуществляется измерительными мостами. Существуют также приборы непосредственной оценки для измерения L и C .

Рассмотрим более подробно определение R , L , C с помощью измерительных мостов.

На рис. 5.12, б приведена схема измерительного моста переменного тока. Равновесие моста наступит при выполнении условия

$$\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3, \quad (5.9)$$

где \underline{Z}_k при $k = 1 \dots 4$ — комплексные сопротивления плеч моста.

В отличие от измерительных мостов постоянного тока условие (5.9) возможно только в том случае, если

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3; \quad \varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3, \quad (5.10)$$

где Z_k — полные сопротивления плеч моста; φ_k — сдвиги фаз между напряжениями и токами в соответствующих плечах моста; $k = 1 \dots 4$.

Уравнения (5.10) определяют возможные комбинации \underline{Z}_k при $k = 1 \dots 4$ и, следовательно, типы мостов по назначению.

Примеры. 1. Пусть $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_x = R_x + jx_{L_x}$, где R_x , x_{L_x} — параметры индуктивной катушки, подлежащие определению.

Пусть также $\underline{Z}_2 = R_2$, $\underline{Z}_3 = R_3$.

Тогда согласно выражению (5.10)

$$Z_x Z_4 = R_2 R_3; \quad \varphi_1 + \varphi_4 = 0. \quad (5.11)$$

Из уравнения (5.11) следует, что плечо моста, в котором находится \underline{Z}_4 , должно иметь активно-емкостный характер. При параллельном соединении элементов R_4 , C_4 , образующих \underline{Z}_4 (рис. 5.13), формулы, определяющие R_x , x_{L_x} , имеют вид

$$R_x = R_2 R_3 / R_4; \quad x_{L_x} = R_2 R_3 / x_{C_4}.$$

2. Пусть $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_x = jx_{C_x}$. Пусть также $\underline{Z}_2 = R_2$, $\underline{Z}_4 = R_4$. Тогда согласно выражению (5.10) равновесие моста возможно только в том случае, если $\underline{Z}_3 = jx_{C_3}$. В этом случае $-jx_{C_x} R_4 = -jx_{C_3} R_2$, откуда находим $x_{C_x} = x_{C_3} R_2 / R_4$.

5.2.6. Использование цифровых приборов для измерения различных величин

Измерительные приборы, рассмотренные ранее, имеют один очень существенный недостаток, который не может быть уstra-

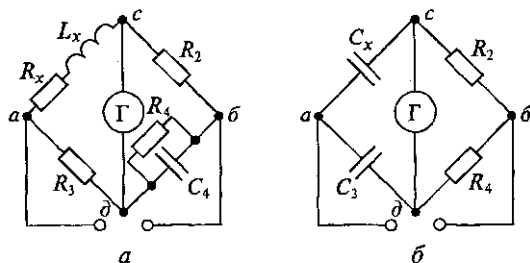


Рис. 5.13. Схемы измерительных мостов для измерения параметров индуктивной катушки (а) и конденсатора (б)

нен из-за их конструктивного исполнения. Этот недостаток связан со считыванием измерительной информации с приборов. При работе со стрелочными приборами всегда бывают ошибки в определении значений измеряемых величин, которые называются *субъективными*. Данный недостаток устранен в цифровых измерительных приборах.

В общем случае цифровой измерительный прибор (ЦИП) имеет входное аналоговое устройство (ВУ), аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), арифметическое устройство (АУ), блок регистрации цифровой информации (БР) и блок управления (БУ) (рис. 5.14).

ВУ служит для преобразования измеряемой величины x в сигнал y нужных параметров. ВУ имеется в приборах, в которых это преобразование необходимо, например, в приборах измерения параметров электрической цепи. АЦП предназначен для преобразования аналогового (непрерывного) сигнала y в цифровой код Y . На данном этапе измерения неизбежна методическая погрешность за счет дискретизации или квантования y , обусловленная конечным размером шага Δ этих операций. На рис. 5.15 показана непрерывная величина y , которая преобразуется в цифровой код Y с помощью операций дискретизации (рис. 5.15, а) и квантования (рис. 5.15, б).

Измеряемая величина в виде кода Y поступает в АУ, которое осуществляет необходимые операции, предусмотренные функциональным назначением прибора. Например, АУ цифрового вольтметра, измеряющего среднее значение U_{cp} переменного напряжения $u(t)$, осуществляет интегрирование $u(t)$ за период T его изменения и деление полученного результата на T . Работа всех

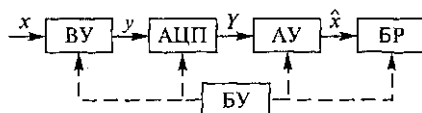


Рис. 5.14. Структура цифрового измерительного прибора

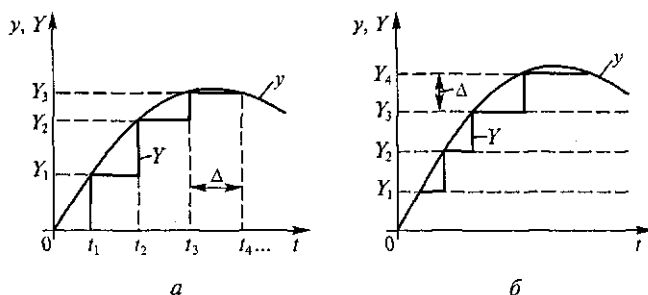


Рис. 5.15. Преобразование непрерывного сигнала y в цифровой код Y с помощью:

a — дискретизации; b — квантования

узлов ЦИП (в особенности АЦП и АУ) синхронизируется БУ. Блок регистрации представляет результат измерения величины x в цифровой форме \hat{x} ($x \rightarrow y \rightarrow Y \rightarrow \hat{x}$).

5.3. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

5.3.1. Измерение неэлектрических величин

Для измерения неэлектрических величин (магнитных, механических, тепловых, световых и т.д.) в настоящее время широко применяются методы и средства измерения электрических величин. Это связано с тем, что измерения неэлектрических величин электрическими методами имеют существенные преимущества по сравнению с измерениями этих же величин неэлектрическими приборами, поскольку позволяют:

осуществлять дистанционные измерения;

обеспечивать широкий диапазон измерений с высокой точностью;

измерять параметры быстропротекающих процессов.

Для измерения любой неэлектрической величины методами и средствами измерений электрических величин необходимо иметь (рис. 5.16):

первичный преобразователь (ПП), преобразующий измеряемую неэлектрическую величину x в электрическую y ;

электрическую измерительную цепь (ЭЦ), преобразующую электрическую величину y в другую электрическую величину Y с необходимыми параметрами;

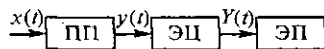


Рис. 5.16. Структура измерителя неэлектрической величины

измеряемый электроизмерительный прибор (ЭП), воспринимающий электрическую величину Y , причем ЭП градуируется в единицах измерения величины x .

5.3.2. Первичные преобразователи

Первичные преобразователи (датчики) подразделяются на две основные группы: параметрические и генераторные. *Параметрические датчики* преобразуют неэлектрические величины в электрические параметры R , L , C . *Генераторные датчики* преобразуют неэлектрические величины в ЭДС e (E).

Из параметрических датчиков наиболее распространенными являются реостатные (датчики сопротивления R), емкостные (датчики емкости C) и индуктивные (датчики индуктивности L). Упрощенные конструкции этих датчиков изображены на рис. 5.17, *а*, *б*, *в* соответственно.

Функциональные зависимости $R(x)$, $C(x)$, $L(x)$ датчиков, изображенных на рис. 5.17, определяются формулами

$$R(x) = R_0 x / l; \quad C(x) = C_0 / (1 + x / \delta); \quad L(x) = L_0 / (1 + x / \delta),$$

где R_0 , C_0 , L_0 — максимальные значения сопротивления, емкости и индуктивности соответствующих датчиков; l — максимальный линейный размер реостата; δ — минимальный зазор между подвижной и неподвижной частями датчиков C и L .

На рис. 5.18 изображены упрощенные конструкции широко применяемых на практике генераторных датчиков: термоэлектрического (рис. 5.18, *а*) и индукционного (рис. 5.18, *б*).

Принцип действия термоэлектрического датчика основан на возникновении ЭДС при нагреве или охлаждении спая 2 двух разнородных проводников 1, 1'. Пропорциональная температуре θ ЭДС E снимается со свободных концов 3, 3' проводников 1, 1'.

В основу работы индукционного датчика положен закон электромагнитной индукции Фарадея. Перемещение постоянного магнита 1 во внутренней полости индуктивной катушки 2 вызывает изменение магнитного потока, пронизывающего витки катушки. Вследствие этого на зажимах катушки 2 индуциру-

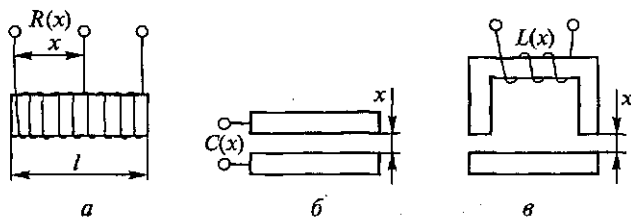


Рис. 5.17. Параметрические датчики:

а — сопротивления; *б* — емкости; *в* — индуктивности

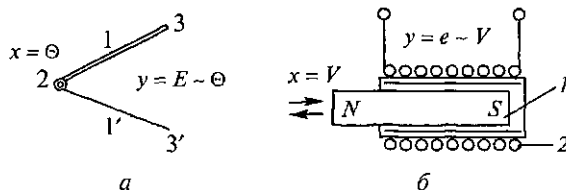


Рис. 5.18. Генераторные датчики:

a — термоэлектрический; *b* — индукционный; 1 — постоянный магнит; 2 — катушка

ется ЭДС e , пропорциональная скорости V перемещения постоянного магнита 1.

5.3.3. Электрические измерительные цепи

Электрическая измерительная цепь является связующим звеном между датчиком и измерительным прибором. Назначение ЭЦ может быть разнообразным: от реализации простой передачи электрической величины y измерительному прибору (в этом случае $y = Y$) до реализации сложной функциональной зависимости f между y и Y , т.е. $Y = f(y)$.

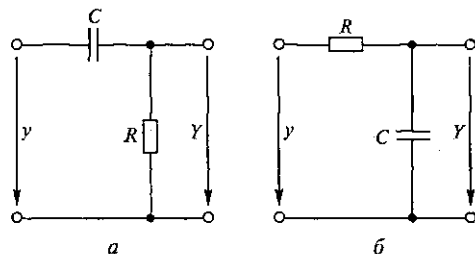


Рис. 5.19. Простейшие измерительные цепи:

a — дифференцирующая; *b* — интегрирующая

На практике часто f определяет дифференциальную или интегральную зависимости между y и Y :

$$Y = \frac{dy}{dt}; Y = \int y dt. \quad (5.12)$$

На рис. 5.19 показаны простейшие электрические цепи, реализующие зависимости (5.12).

5.3.4. Измерение магнитных величин

Измерение магнитных величин (индукции \vec{B} , напряженности \vec{H} магнитного поля и магнитного потока Φ) основано на исполь-

зовании явления взаимной индукции — наведения ЭДС e в контуре при изменении магнитного потока Φ , проходящего через поверхность S , охваченную контуром (рис. 5.20, а):

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (5.13)$$

а также на использовании функциональных зависимостей между \vec{B} , \vec{H} , Φ :

$$\vec{B} = \mu_a \vec{H}; \quad \Phi = \int_S \vec{B} d\vec{S}, \quad (5.14)$$

где μ_a — абсолютная магнитная проницаемость среды, Гн/м; S — некоторая поверхность, м².

Из трех величин \vec{B} , \vec{H} , Φ предпочтительным для измерения является магнитный поток Φ , по которому на основании (5.14) находятся среднее значение нормальной составляющей B_n индукции \vec{B} : $B_n = \Phi/S$ (рис. 5.20, б) и соответствующая ей напряженность H .

Рассмотрим принцип работы веберметра — прибора, предназначенного для измерения магнитного потока Φ .

Первичным преобразователем веберметра является измерительная катушка, состоящая из w витков. Измерительная катушка располагается в магнитном поле таким образом, чтобы вектор индукции \vec{B} к плоскости витков имел нормальную составляющую B_n , отличную от нуля. Например, для измерения Φ , проходящего по ферромагнитному сердечнику, измерительная катушка наматывается непосредственно на сердечник.

Согласно выражению (5.13) величина магнитного потока $\Phi(t)$, измеряемого в момент времени t , определяется по формуле

$$\Phi(t) = \Phi(0) + \frac{1}{w} \int_0^t u(t) dt, \quad (5.15)$$

где $\Phi(0)$ — величина магнитного потока до измерения; если $\Phi(t)$ является периодической функцией времени, $\Phi(0) = 0$; если же

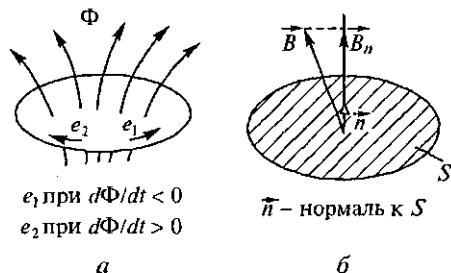


Рис. 5.20. К пояснению формул (5.13) — (а), (5.14) — (б)

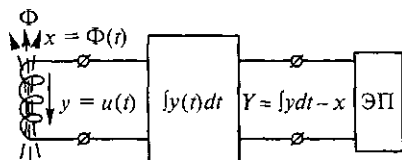


Рис. 5.21. Структура веберметра

$\Phi(t) = \text{const}$, $\Phi(0) \neq 0$ и перед измерением $\Phi(t)$ необходимо предварительно обнулить $\Phi(0)$ каким-либо способом; $u(t)$ — напряжение на зажимах измерительной катушки, компенсирующее ЭДС взаимной индукции e .

Из формулы (5.15) следует, что измерительной электрической цепью веберметра является интегрирующее устройство. На рис. 5.21 показана структура веберметра. Сопоставляя ее с рис. 5.16, уточним значения x , y , Y :

$$x = \Phi(t); \quad y = u(t); \quad Y = \int y dt.$$

При измерении магнитных потоков, изменяющихся по периодическому закону, интегратор может быть заменен на более простое устройство, реализующее связь между амплитудами колебаний $u(t)$ и $\Phi(t)$. Например, при синусоидальных $u(t)$ и $\Phi(t)$ связь между U_m и Φ_m определяется формулой

$$\Phi_m = U_m / (\omega \omega).$$

При измерении постоянных магнитных потоков интегратор имеет принципиально важное значение, так как время, в течение которого можно наблюдать $y = u(t)$, незначительно. На рис. 5.22 показаны графики $x(t)$, $y(t)$, $Y(t)$, относящиеся к этому случаю.

В качестве электроизмерительного прибора веберметра используется вольтметр, который может быть:

магнитоэлектрической системы (для измерения $\Phi(t) = \text{const}$);
электромагнитной системы (для измерения $\Phi(t) = \text{var}$).

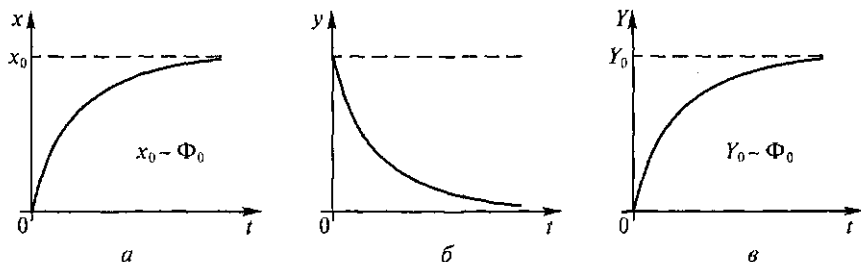


Рис. 5.22. Зависимость $x(t)$, $y(t)$, $Y(t)$ при измерении постоянного магнитного потока

ГЛАВА 6

ТРАНСФОРМАТОРЫ

6.1. НАЗНАЧЕНИЕ, УСТРОЙСТВО, ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

6.1.1. Назначение и устройство трансформатора

Трансформатором называют электромагнитное статическое устройство, служащее главным образом для преобразования (трансформации) переменных напряжений и токов одних величин в другие при неизменной частоте и для согласования сопротивлений (напряжений) между каскадами радиоэлектронных устройств и гальванической (электрической) развязки электрических цепей.

Конструктивно трансформатор* состоит из обмоток и сердечника (магнитопровода), на котором располагаются обмотки.

Для усиления магнитной связи между обмотками магнитопровод выполняется шихтованным из магнитомягкого материала. Последнее, как отмечалось ранее (подразд. 2.2), позволяет уменьшить потери на вихревые токи и гистерезис. Обмотка, к которой подводится электрическая энергия, называется *первичной*; обмотка, с которой снимается электрическая энергия, — *вторичной*.

По количеству фаз трансформаторы, так же как и электрические цепи, могут быть однофазными и многофазными (в основном трехфазными**).

По расположению обмоток на магнитопроводе различают трансформаторы стержневого типа (рис. 6.1, а) и броневого типа (рис. 6.1, б).

6.1.2. Принцип действия трансформатора

Принцип действия трансформатора рассмотрим на примере однофазного трансформатора, изображенного на рис. 6.2.

Первичная обмотка с числом витков w_1 подключена к источнику синусоидального напряжения u_1 ; вторичная обмотка с чис-

* Трансформатор с разомкнутым магнитопроводом изобретен русским электротехником П.Н.Яблочковым в 1876 г. Спустя 9 лет, в 1885 г., венгерскими инженерами О.Блати, М.Дери, К.Циперновским был предложен трансформатор с замкнутым магнитопроводом.

** Трехфазный трансформатор был разработан русским электротехником М.О.Доливо-Добровольским.

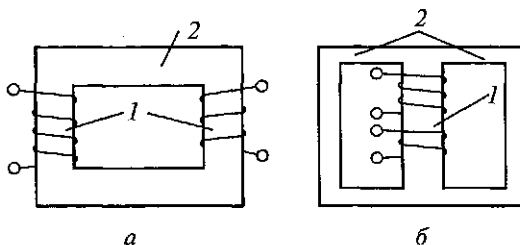


Рис. 6.1. Трансформаторы:

a — стержневого типа; *б* — броневое типа; 1 — стержни, на которых располагаются первичная и вторичная обмотки; 2 — ярмо, замыкающее магнитную цепь трансформатора

лом витков w_2 подключена к приемнику электроэнергии с сопротивлением Z_H .

Ток i_1 , протекающий под действием напряжения u_1 по виткам первичной обмотки, возбудит переменный магнитный поток $\Phi_{11} = \Phi_{1s} + \Phi_{12}$ (см. подразд. 3.1), который, пронизывая витки собственной обмотки, наведет в ней ЭДС самоиндукции

$$e_{1L} = -d\psi_{11}/dt = -w_1 d\Phi_{11}/dt.$$

Часть потока Φ_{11} — поток Φ_{12} , замыкающийся по сердечнику, пронизывая витки вторичной обмотки, наведет в ней ЭДС взаимоиנדукции

$$e_{2M} = -d\psi_{12}/dt = -w_2 d\Phi_{12}/dt.$$

Под действием e_{2M} по вторичной обмотке (при $Z_H \neq \infty$) потечет ток i_2 , который, так же как и i_1 , возбудит собственный магнитный поток $\Phi_{22} = \Phi_{2s} + \Phi_{21}$. Магнитный поток Φ_{22} , пересекая собственную обмотку, наведет в ней ЭДС самоиндукции

$$e_{2L} = -d\psi_{22}/dt = -w_2 d\Phi_{22}/dt.$$

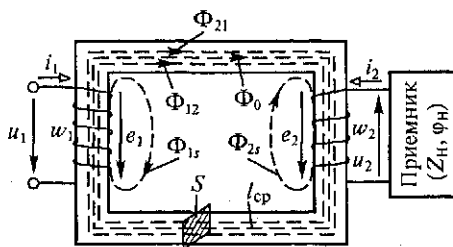


Рис. 6.2. Принцип действия трансформатора

Часть магнитного потока Φ_{21} , проходя по сердечнику и пронизывая витки первичной обмотки, наведет в ней ЭДС взаимной индукции

$$e_{1M} = -d\psi_{21} / dt = -w_1 d\Phi_{21} / dt.$$

Взаимодействие магнитных полей (потоков Φ_{11} , Φ_{22}), созданных токами i_1 , i_2 , приведет в конечном счете к некоторому результирующему магнитному полю, которое охарактеризуем тремя потоками Φ_{1s} , Φ_{2s} , Φ_0 (рис. 6.2).

По определению поток

$$\Phi_0 = \Phi_{12} \pm \Phi_{21} \quad (6.1)$$

является *основным* магнитным потоком взаимной индукции между обмотками. В выражении (6.1) знак « \pm » определяет способ включения обмоток (см. подразд. 3.1).

На рис. 6.2 показан согласный способ включения обмоток w_1 и w_2^* .

Потоки Φ_{1s} , Φ_{2s} проходят в основном по воздуху (рис. 6.2) и охватывают витки только собственных обмоток. Это магнитные потоки *рассеяния* обмоток w_1 и w_2 .

Отметим, что поток Φ_0 нелинейно связан с токами i_1 и i_2 из-за нелинейности кривой $B = f(H)$ намагничивания сердечника. Потоки Φ_{1s} и Φ_{2s} обычно считаются пропорциональными токам i_1 и i_2 , поскольку магнитное сопротивление воздуха, по которому они замыкаются, является величиной постоянной (см. подразд. 2.2 и 2.4).

Переменные магнитные потоки Φ_{1s} , Φ_{2s} , Φ_0 наведут в обмотках w_1 и w_2 ЭДС e_1 и e_2^{**} (рис. 6.2):

$$\begin{aligned} e_1 &= e_{1L} + e_{1M} = -w_1 d\Phi_{1s}/dt - w_1 d\Phi_0/dt = e_{1s} + e_{10}; \\ e_2 &= e_{2L} + e_{2M} = -w_2 d\Phi_{2s}/dt - w_2 d\Phi_0/dt = e_{2s} + e_{20}. \end{aligned} \quad (6.2)$$

В выражениях (6.2) $e_{1s} = -w_1 d\Phi_{1s}/dt$, $e_{2s} = -w_2 d\Phi_{2s}/dt$ — ЭДС самоиндукции, наведенные потоками рассеяния Φ_{1s} , Φ_{2s} в обмотках w_1 и w_2 соответственно; $e_{10} = -w_1 d\Phi_0/dt$, $e_{20} = -w_2 d\Phi_0/dt$ — ЭДС, наведенные в обмотках основным магнитным потоком Φ_0 .

Так как потоки Φ_{1s} и Φ_{2s} пропорциональны соответствующим токам i_1 , i_2 , потокосцепления ψ_{1s} , ψ_{2s} рассеяния обмоток могут быть выражены формулами

* Способ включения обмоток имеет принципиальное значение у трехфазных трансформаторов (см. подразд. 6.2).

** Выражения (6.2) соответствуют согласному включению обмоток. При встречном включении обмоток выражения (6.2) будут иметь вид $e_1 = e_{1L} - e_{1M} = e_{1s} + e_{10}$, $e_2 = e_{2L} - e_{2M} = e_{2s} - e_{20}$.

$$\psi_{1s} = w_1 \Phi_{1s} = L_{1s} i_1; \quad \psi_{2s} = w_2 \Phi_{2s} = L_{2s} i_2. \quad (6.3)$$

С учетом формулы (6.3) выражения для определения ЭДС самоиндукции e_{1s} , e_{2s} перепишем в виде

$$e_{1s} = -L_{1s} di_1/dt, \quad e_{2s} = -L_{2s} di_2/dt,$$

где L_{1s} , L_{2s} — коэффициенты пропорциональности — индуктивности рассеяния обмоток w_1 и w_2 соответственно. L_{1s} и L_{2s} определяются конструктивными параметрами трансформатора и не зависят от токов i_1 и i_2 , т.е. являются постоянными величинами.

Для синусоидального магнитного потока $\Phi_0(t) = \Phi_{0m} \sin(\omega t)$ (см. подразд. 3.3)

$$e_{10} = E_{10m} \sin(\omega t + \psi_{e_{10}}) = \omega w_1 \Phi_{0m} \sin(\omega t - \pi/2);$$

$$e_{20} = E_{20m} \sin(\omega t + \psi_{e_{20}}) = \omega w_2 \Phi_{0m} \sin(\omega t - \pi/2),$$

их действующие значения

$$E_{10} = E_{10m}/\sqrt{2} = 4,44 f w_1 \Phi_{0m};$$

$$E_{20} = E_{20m}/\sqrt{2} = 4,44 f w_2 \Phi_{0m}, \quad (6.4)$$

начальные фазы $\psi_{e_{10}} = \psi_{e_{20}} = -\pi/2$, т.е. ЭДС e_{10} и e_{20} отстают по фазе от наводящего их магнитного потока $\Phi_0(t)$ на угол $\pi/2$.

Отношение $e_{10}/e_{20} = E_{10}/E_{20} = w_1/w_2 = n$ называют *коэффициентом трансформации*. В паспорте трансформатора обычно указывается отношение номинальных напряжений первичной и вторичной обмоток в режиме холостого хода, т.е. отношение $U_{1н}/U_{2х}$, которое практически* равно коэффициенту трансформации n . Более того, у современных трансформаторов коэффициент трансформации n с достаточной степенью точности определяет отношение U_1/U_2 , а также отношение I_2/I_1 в широком диапазоне изменения нагрузки трансформатора, т.е.

$$n = w_1/w_2 \approx U_1/U_2 \approx I_2/I_1. \quad (6.5)$$

Из выражения (6.5) получаем $U_1 I_1 \approx U_2 I_2$, т.е. полная мощность, подводимая к трансформатору, практически полностью передается во вторичную цепь, что вполне реально, учитывая высокий КПД современных трансформаторов.

Трансформатор, у которого $n > 1$, называется *понижающим*, а если $n < 1$ — *повышающим*.

* В режиме холостого хода $U_{1н} \approx E_{10}$, $U_{2х} = E_{20}$.

6.1.3. Уравнения и схемы замещения трансформатора

Применяя второй закон Кирхгофа к первичной и вторичной цепям трансформатора, получим

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 + L_{1s} di_1/dt + w_1 d\Phi_0/dt, \\ u_2 &= -i_2 R_2 - L_{2s} di_2/dt - w_2 d\Phi_0/dt, \end{aligned} \quad (6.6)$$

где R_1, R_2 — активные сопротивления обмоток w_1 и w_2 .

Недостающее выражение для системы (6.6), определяющее Φ_0 через i_1 и i_2 , получим на основании закона полного тока и формул (5.14), которые имеют вид

$$\Phi_0 = BS = \mu_a HS;$$

$$Hl_{cp} = i_1 w_1 + i_2 w_2,$$

откуда

$$\Phi_0 = (i_1 w_1 + i_2 w) / [l_{cp} / (\mu_a S)] = F/Z_\mu, \quad (6.7)$$

где l_{cp}, S, μ_a — параметры сердечника — средняя длина, площадь поперечного сечения, магнитная проницаемость сердечника;

$F = i_1 w_1 + i_2 w_2$ — магнитодвижущая сила трансформатора;

$Z_\mu = \frac{l_{cp}}{\mu_a S}$ — сопротивление сердечника магнитному потоку Φ_0 .

Уравнения (6.6) и (6.7) образуют полную систему уравнений трансформатора, которая в общем случае является системой нелинейных уравнений из-за нелинейной зависимости $Z_\mu = Z_\mu [\mu_a(H)]$.

В целях выявления основных процессов, протекающих в трансформаторе, анализ полученной системы уравнений проводят в рамках метода эквивалентных синусоид (см. подразд. 3.3).

По методу эквивалентных синусоид уравнение (6.6) перепишем в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1 (R_1 + j x_{1s}) - \dot{E}_{10}; \\ \dot{U}_2 &= -\dot{I}_2 (R_2 + j x_{2s}) + \dot{E}_{20}; \\ \dot{U}_2 &\approx \dot{I}_2 \underline{Z}_H \end{aligned} \quad (6.8)$$

и уравнение (6.7) — в виде

$$\dot{\Phi}_0 = \dot{F}/\underline{Z}_\mu, \quad (6.9)$$

где $\dot{I}_1 = I_1 e^{j\psi_{i1}}$, $\dot{I}_2 = I_2 e^{j\psi_{i2}}$ — комплексные действующие значения токов i_1, i_2 ; $x_{1s} = \omega L_{1s}$, $x_{2s} = \omega L_{2s}$ — индуктивные сопротивления

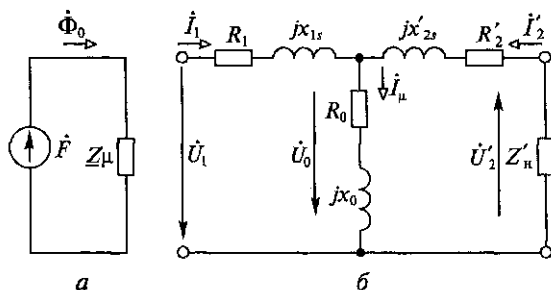


Рис. 6.3. Схемы замещения магнитной и электрической цепей трансформатора:

а — магнитной цепи; *б* — электрической цепи без магнитной связи между обмотками

ния рассеяния обмоток w_1 и w_2 ; $\dot{E}_{10} = E_{10} e^{j\psi_{e10}}$, $\dot{E}_{20} = E_{20} e^{j\psi_{e20}}$ — комплексные действующие значения e_{10} и e_{20} (6.4); $Z_n = Z_n e^{j\varphi_n}$ — комплексное сопротивление нагрузки; $\dot{F} = w_1 \dot{I}_1 + w_2 \dot{I}_2$ (6.10) — комплекс магнитодвижущей силы трансформатора; $Z_\mu = Z_\mu e^{j\varphi_\mu}$ — комплексное магнитное сопротивление сердечника магнитному потоку Φ_0 , комплекс которого Φ_0 .

Уравнению (6.9) соответствует схема замещения магнитной цепи трансформатора, приведенная на рис. 6.3, *а*.

Магнитную связь между обмотками w_1 и w_2 обычно заменяют электрической*. Для этого вводят и определяют следующие величины:

условный** ток i_μ , численно равный геометрической сумме токов i_1 и i_2 ;

напряжение u_0 , компенсирующее действие ЭДС e_{10} .

Выражение (6.10) представим в виде

$$\dot{F} = w_1 \dot{I}_1 + w_2 \dot{I}_2 = w_1 (\dot{I}_1 + \dot{I}_2') = w_1 \dot{I}_\mu.$$

Отсюда находим условный ток намагничивания сердечника

$$\dot{I}_\mu = \dot{I}_1 + \dot{I}_2', \quad (6.11)$$

где $\dot{I}_2' = \dot{I}_2/n$ — комплекс расчетного приведенного тока i_2' , протекающего во вторичной условной обмотке с числом витков w_1 .

* Замена магнитной связи на эквивалентную электрическую связь между обмотками позволяет найти основные параметры так называемого приведенного трансформатора, характеризующие его как элемент (устройство) электрической цепи (см. далее).

** Ток i_μ условный в том смысле, что его нельзя измерить с помощью приборов. Его можно только вычислить по формуле (6.11), иначе говоря, ток i_μ является абстрактным.

С учетом уравнений (6.4) и (6.9)

$$\dot{U}_0 = -\dot{E}_{10} = \dot{I}_\mu \left[\omega w_1^2 \frac{1}{Z_\mu} e^{j(90^\circ - \varphi_\mu)} \right] = \dot{I}_\mu \underline{Z}_0, \quad (6.12)$$

где $\underline{Z}_0 = \omega w_1^2 \frac{1}{Z_\mu} e^{j(90^\circ - \varphi_\mu)} = Z_0 e^{j\varphi_0}$ — комплексное сопротивление

взаимной индукции трансформатора, модуль и аргумент которого $Z_0 = \omega w_1^2 / Z_\mu$, $\varphi_0 = 90^\circ - \varphi_\mu$.

Кроме того, $\underline{Z}_0 = Z_0 e^{j\varphi_0} = Z_0 (\sin \varphi_\mu + j \cos \varphi_\mu) = R_0 + j x_0$, где мнимая составляющая $\underline{Z}_0 - x_0 = Z_0 \cos \varphi_\mu$ обусловлена магнитной связью между обмотками, а его вещественная составляющая $R_0 = Z_0 \sin \varphi_\mu$ — мощностью потерь в сердечнике, при этом угол φ_μ определяет отставание по фазе магнитного потока Φ_0 от тока \dot{I}_μ (см. подразд. 3.3).

Уравнения (6.8) с учетом выражений (6.11) и (6.12) перепишем в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1 (R_1 + j x_{1s}) + \dot{U}_0; \\ \dot{U}_2' &= -\dot{I}_2' (R_2' + j x_{2s}') - \dot{U}_0; \\ \dot{U}_2' &= \dot{I}_2' \underline{Z}_n'; \quad \dot{I}_1 + \dot{I}_2' = \dot{I}_\mu, \end{aligned} \quad (6.13)$$

где $\dot{U}_0 = \dot{I}_\mu (R_0 + j x_0)$; $\dot{U}_2' = n \dot{U}_2$; $R_2' = n^2 R_2$; $x_{2s}' = n^2 x_{2s}$ — соответственно напряжение и параметры вторичной обмотки приведенного трансформатора, у которого согласно выражению (6.11) вторичная обмотка имеет число витков w_1 ; $\underline{Z}_n' = n^2 \underline{Z}_n$ — комплексное сопротивление нагрузки.

Уравнения (6.13) определяют электрическую схему замещения трансформатора (рис. 6.3, б), где магнитная связь между обмотками заменена электрической.

6.1.4. Экспериментальное определение параметров схемы замещения трансформатора

Параметры схемы замещения трансформатора определяются экспериментально из опытов его холостого хода и короткого замыкания.

В режиме холостого хода (рис. 6.4, а) вторичная обмотка трансформатора разомкнута ($i_2 = 0$, $i_1 = i_{1x}$), потребляемая трансформатором мощность $P_{x,x}$ рассеивается в сердечнике в виде

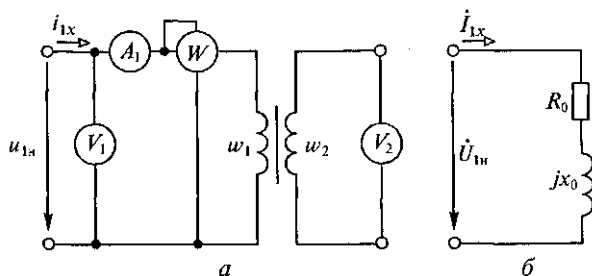


Рис. 6.4. Схема для проведения опыта в режиме холостого хода трансформатора (а) и его схема замещения (б)

мощности потерь в стали $P_{ст}$ на гистерезис и вихревые токи и в первичной обмотке w_1 в виде мощности потерь в меди $P_{м1}$, т.е.

$$P_{x.x} \approx P_{ст} + P_{м1} = P_{ст} + I_1^2 R_1.$$

Так как опыт холостого хода проводится при номинальном напряжении $U_{1н}$, магнитный поток Φ_0 будет номинальным, т.е. расчетным для трансформатора. Поскольку величина тока I_{1x} намного меньше $I_{1н}$ ($I_{1x}/I_{1н} = 0,05$), то потери в меди на холостом ходу трансформатора пренебрежимо малы и $P_{x.x} \approx P_{ст}$. Следовательно, опыт холостого хода позволяет определить параметры R_0 и x_0 ветви намагничивания, учитывая при этом, что схема замещения трансформатора примет вид, показанный на рис. 6.4, б.

Таким образом

$$R_0 = P_{x.x} / I_1^2; \quad x_0 = \sqrt{Z_{x.x}^2 - R_0^2},$$

где $Z_{x.x} = U_{1н} / I_{1x}$.

В режиме короткого замыкания (рис. 6.5, а) вторичная обмотка замкнута накоротко ($u_2 = 0$, $i_2 = i_{2к}$). Опыт короткого замыкания проводится при таком напряжении $U_1 = U_{1к}$, при котором ток $I_2 = I_{2к} = I_{2н}$, где $I_{2н}$ — величина номинального тока во вторичной обмотке. При этом величина напряжения $U_{1к}$ составляет обычно 5 ... 10% от $U_{1н}$.

Поскольку $U_{1к} \ll U_{1н}$, магнитный поток Φ_0 в режиме короткого замыкания будет незначительным по сравнению с номинальным. Следовательно, для этого режима $R_0 \approx 0$, $x_0 \approx Z_0 \gg \sqrt{(R'_2)^2 + (x'_{2s})^2}$, $I_\mu \approx 0$. Это позволяет упростить схему замещения трансформатора (рис. 6.5, б) и найти

$$Z_{к.з} = U_{1к} / I_{1к} = \sqrt{(R_1 + R'_2)^2 + (x_{1s} + x'_{2s})^2};$$

$$R_{к.з} = R_1 + R'_2 = P_{к.з} / I_{1к}^2; \quad x_{к.з} = x_{1s} + x'_{2s} = \sqrt{Z_{к.з}^2 - R_{к.з}^2}.$$

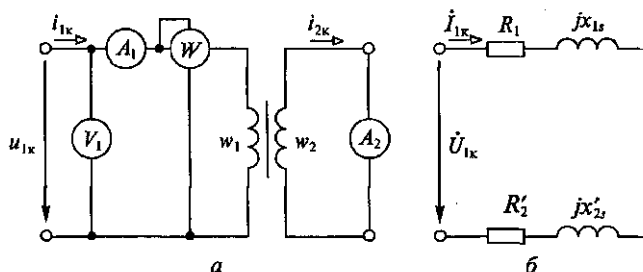


Рис. 6.5. Схема для проведения опыта в режиме короткого замыкания трансформатора (а) и его схема замещения (б)

У реальных трансформаторов $x_{1s} \approx x'_{2s}$, $R_1 \approx R'_2$, следовательно, по известным $R_{к.з}$, $x_{к.з}$ определяются параметры обмоток трансформатора:

$$R_1 = R_{к.з} / 2; R_2 = R_1 / n^2; x_{1s} = x_{к.з} / 2; x_{2s} = x_{1s} / n^2.$$

Таким образом, параметры схемы замещения трансформатора могут быть найдены на основании экспериментальных данных опытов холостого хода и короткого замыкания.

6.1.5. Нагрузочный режим, КПД трансформатора

При переходе от режима холостого хода к режиму работы под нагрузкой вторичное напряжение U_2 трансформатора изменяется. При постоянном напряжении $U_1 = U_{1н}$ изменение U_2 обусловлено в основном падением напряжения на параметрах (R_2 , x_{2s}) вторичной обмотки трансформатора (6.8).

Зависимость вторичного напряжения U_2 от тока нагрузки I_2 при $U_1 = U_{1н} = \text{const}$, $\cos(\varphi_n) = \text{const}$, $f = \text{const}$ называется внешней характеристикой трансформатора.

Зависимость $U_2 = U_2(I_2)$ может быть получена на базе системы уравнений (6.8):

$$U_2 = E_{20} \sqrt{\frac{y_{2s}^2}{y_{2s}^2 + y_n [y_n + 2y_{2s} \cos(\varphi_{2s} - \varphi_n)]}};$$

$$I_2 = E_{20} y_n \sqrt{\frac{y_{2s}^2}{y_{2s}^2 + y_n [y_n + 2y_{2s} \cos(\varphi_{2s} - \varphi_n)]}},$$

где y_{2s} — полная проводимость вторичной обмотки; y_n — полная проводимость нагрузки; $\varphi_{2s} = \arctg(x_{2s}/R_2)$, $\varphi_n = \arctg(x_n/R_n)$.

Внешние характеристики трансформатора при разном характере нагрузки приведены на рис. 6.6, а.

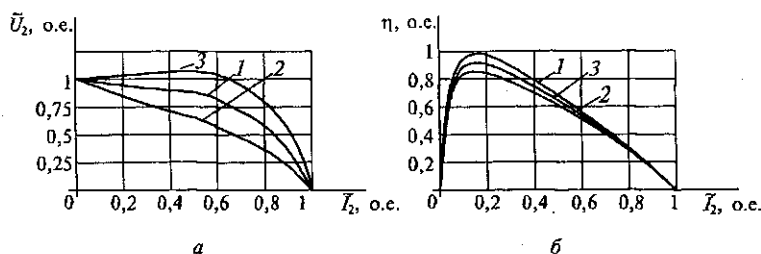


Рис. 6.6. Внешние характеристики трансформатора (а) и зависимость КПД от нагрузки (б):

1 — при $\varphi_n = 0$; 2 — при $\varphi_n > 0$; 3 — при $\varphi_n < 0$

На рис. 6.6 приняты обозначения:

$$\tilde{U}_2 = U_2 / E_{20}; \tilde{I}_2 = I_2 / (E_{20} y_{2s}),$$

где $[\tilde{U}_2], [\tilde{I}_2]$ — относительные единицы (о.е.).

Активная мощность P_2 , отдаваемая трансформатором приемнику, меньше потребляемой мощности P_1 на величину мощности потерь ΔP :

$$P_2 = P_1 - \Delta P.$$

Коэффициент полезного действия трансформатора:

$$\eta = P_2 / P_1 = P_2 / (P_2 + \Delta P).$$

Выражения, определяющие P_2 и ΔP , имеют вид

$$P_2 = U_2 I_2 \cos(\varphi_n); \Delta P = \Delta P_m + \Delta P_{ст},$$

где $\Delta P_{ст}$ — мощность потерь на гистерезис и вихревые токи, которую при $U_1 = U_{1н}$ можно считать постоянной и равной $P_{х.х}$ при различной нагрузке; $\Delta P_m = I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 \approx (I_2')^2 (R_1 + R_2') \approx 2(I_2')^2 R_2'$ — мощность потерь в обмотках (эта мощность переменная и зависит от нагрузки трансформатора).

Детальный анализ показывает, что выражение для КПД трансформатора может быть приведено к виду

$$\eta = \frac{\tilde{U}_2 \tilde{I}_2 \cos(\varphi_n)}{\tilde{U}_2 \tilde{I}_2 \cos(\varphi_n) + 2\tilde{I}_2^2 \cos(\varphi_{2s}) + \tilde{P}_{х.х}}, \quad (6.14)$$

где $\tilde{P}_{х.х} = P_{х.х} / (E_{20}^2 y_{2s})$.

Зависимость КПД трансформатора от его нагрузки имеет вид, показанный на рис. 6.6, б. Анализ выражения (6.14) показывает, что режим работы трансформатора, обеспечивающий максимальное значение КПД, определяет примерное равенство переменных и постоянных потерь ΔP_m и $\Delta P_{ст}$.

6.2. ТРЕХФАЗНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ. ТРАНСФОРМАТОРЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ. АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

6.2.1. Трехфазные трансформаторы

Преобразование уровней напряжений и токов в трехфазных цепях в большинстве случаев осуществляется с помощью трехфазных трансформаторов.

На рис. 6.7 показан трехфазный трансформатор. Магнитопровод трансформатора* имеет три стержня A, B, C равного сечения, которые замыкаются между собой ярмом D . На стержнях располагаются обмотки высшего (ВН) и низшего (НН) напряжений одной фазы. Начала обмоток высшего напряжения обозначены буквами A, B, C , а их концы — x, y, z ; начала обмоток низшего напряжения — a, b, c , а концы — x, y, z . Обмотки ВН и НН располагаются одна поверх другой.

Принцип работы трехфазного трансформатора аналогичен принципу действия однофазного трансформатора (см. подразд. 6.1). В трехфазном трансформаторе симметричная трехфазная система напряжений, подведенных к первичным обмоткам, как правило, обмоткам ВН, определяет симметричную трехфазную систему потоков Φ_A, Φ_B, Φ_C , сумма которых в любой момент времени равна нулю при правильном соединении обмоток трансформатора.

В подразд. 6.1 было отмечено, что включение обмоток влияет на фазу ЭДС e_{20} во вторичной обмотке. Из системы уравнений (6.8) следует, что при согласном включении обмоток (см. рис. 6.2) $\alpha = \psi_{u1} - \psi_{u2} \approx 180^\circ$. Значение угла α , отнесенного к 30° , определяет номер N группы соединения обмоток. Для однофазного трансформатора возможны две группы соединения обмоток: нулевая ($N = 0$) и шестая ($N = 6$).

Для трехфазных трансформаторов возможны двенадцать групп соединений обмоток. Обмотки могут быть соединены звездой (Y), звездой с нулевым проводом (Y_0) и треугольником (Δ).

Для определения группы соединения обмоток трансформатора используется правило часа на циферблате часов: вектор комплекса линейного высокого напряжения \dot{U}_{AB} совмещают с минутной стрелкой, которую устанавливают на цифру 12, а вектор

* Трехфазный трансформатор может быть заменен тремя однофазными. Однако применение трехфазных трансформаторов предпочтительнее, так как они меньше по габаритам и дешевле, чем группы однофазных трансформаторов. И только при преобразовании электрической энергии большой мощности (более 10000 кВ·А в фазе) используют группы однофазных трансформаторов из-за технологических ограничений изготовления сверхмощных трехфазных трансформаторов.

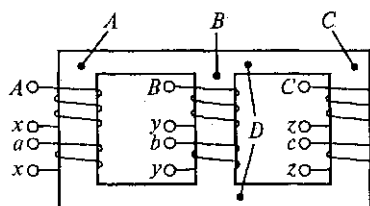


Рис. 6.7. Устройство трехфазного трансформатора.

комплекса линейного низкого напряжения \dot{U}_{ab} совмещают с часовой стрелкой, которая определяет номер группы, указывая на соответствующий час. Трехфазные трансформаторы выпускаются только двух групп: $N = 0$, $N = 11$. Нулевой группе соответствует соединение Y/Y_0 (рис. 6.8, а), одиннадцатой группе — Y_0/Δ (рис. 6.8, б), где в числителе указан способ соединения обмоток высокого напряжения, а в знаменателе — низкого.

При построении векторных диаграмм учтено, что соответствующие фазам A, B, C первичные и вторичные обмотки расположены на одних и тех же стержнях магнитопровода. Поэтому трансформаторные ЭДС (e_A, e_a); (e_B, e_b); (e_C, e_c) находятся в фазе.

Электроснабжение приемников электроэнергии большой мощности, как правило, осуществляется не от одного трансформатора большой мощности, а от группы параллельно включенных на общую нагрузку трансформаторов меньшей мощности. При уменьшении общей нагрузки часть трансформаторов отключается, что позволяет обеспечить более экономичный режим работы для оставшихся трансформаторов.

Параллельно работающие трансформаторы должны иметь одинаковые первичные напряжения $U_{1н}$, напряжения короткого замыкания $U_{1к}$, коэффициенты трансформации n , а также относиться к одной группе N соединения обмоток.

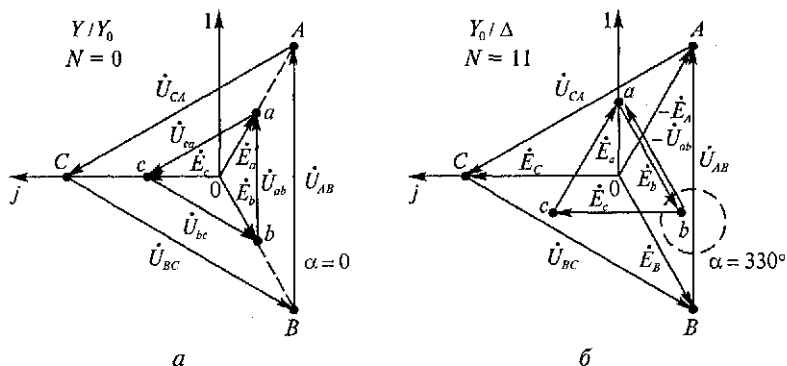


Рис. 6.8. Векторная диаграмма напряжений для нулевой (а) и одиннадцатой (б) групп соединения обмоток трансформатора

6.2.2. Сварочный трансформатор

Для большинства трансформаторов режим короткого замыкания является недопустимым и аварийным. Тем не менее есть трансформаторы, которые рассчитываются именно на этот режим работы. К ним относятся сварочные трансформаторы.

У сварочного трансформатора коэффициент трансформации $n \gg 1$, поэтому номинальное значение $U_{2н}$ составляет несколько вольт, а номинальное значение $I_{2н}$ — сотни ампер. В связи с этим вторичная обмотка, состоящая всего из нескольких витков, выполняется из провода большого сечения.

Важно также отметить, что сварочный трансформатор, работающий в режиме короткого замыкания, обеспечивает максимум передаваемой приемнику мощности P_2 .

6.2.3. Пик-трансформатор

Пик-трансформатором называется трансформатор, служащий для преобразования синусоидального напряжения в знакопеременные импульсы напряжения прямоугольной формы.

Пик-трансформатор (рис. 6.9) состоит из двух магниторазнородных сердечников 1 и 2, первичной обмотки 3 (w_1), к которой подводится синусоидальное напряжение (u_1), и вторичной обмотки 4 (w_2), с которой снимаются импульсы напряжения (u_2).

Сердечник 1 изготовлен из трансформаторной стали и имеет воздушный зазор δ . Сердечник 2 изготовлен из пермаллоя*.

Принцип формирования импульсов напряжения u_2 во вторичной обмотке пик-трансформатора виден из рис. 6.10.

На рис. 6.10, а изображен синусоидальный магнитный поток $\Phi(t)$, который возбуждается током i_1 , протекающим в первичной обмотке w_1 трансформатора.

Пока поток $\Phi(t)$ меньше $\Phi_{2с}$, при котором индукция B_2 магнитного поля в сердечнике 2 достигает значения индукции насыщения $B_{2с}$, практически весь поток $\Phi(t)$ проходит по сердечнику 2 (рис. 6.10, б), т. е.

$$\Phi_2(t) = \Phi(t); \Phi_1(t) = 0.$$

После насыщения сердечника 2 (рис. 6.10, в)

$$\Phi_2(t) = \Phi_{2с} = \text{const}; \Phi_1(t) = \Phi(t) - \Phi_{2с}.$$

Во время изменения потока $\Phi_2(t)$ в сердечнике 2 от $\pm\Phi_{2с}$ до $\mp\Phi_{2с}$ (см. рис. 6.10, б) в обмотке w_2 и формируются импульсы напряжения $u_2 = e_2 = -w_2 d\Phi_2/dt$ (рис. 6.10, г).

* Пермаллой — магнитомягкий материал с высокой магнитной проницаемостью μ_a , практически постоянной вплоть до индукции B_s насыщения.

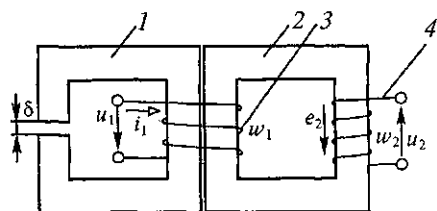


Рис. 6.9. Устройство пик-трансформатора:
1 и 2 — сердечники; 3 и 4 — обмотки

За счет резкого перехода пермаллоя из ненасыщенного состояния в насыщенное, импульсы напряжения u_2 , по амплитуде равные $U_{2m} = w_2 \omega \Phi_m$, будут практически прямоугольной формы.

Пик-трансформаторы используются как генераторы импульсов главным образом в установках высокого напряжения.

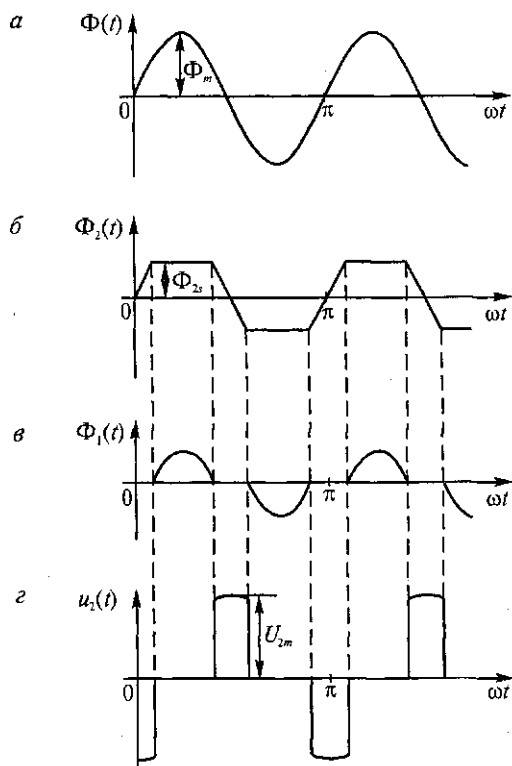


Рис. 6.10. Осциллограммы магнитных потоков пик-трансформатора:
а — $\Phi(t)$; б — $\Phi_1(t)$; в — $\Phi_2(t)$; г — напряжения $u_2(t)$

6.2.4. Автотрансформатор

Автотрансформатор — это трансформатор с одной обмоткой w_1 (рис. 6.11).

В нагрузочном режиме автотрансформатора ($Z_H \neq \infty, i_2 \neq 0$) по части Aa обмотки w_1 проходит ток i_1 , а по части обмотки ax — ток i_{ax} . Данные токи создают МДС:

$$F_1 = i_1(w_1 - w_2); F_{ax} = i_{ax}w_2,$$

где w_2 — часть ax обмотки w_1 .

Результирующая МДС F , создающая в сердечнике основной магнитный поток, определяется по формуле

$$F = i_1(w_1 - w_2) + i_{ax}w_2 = i_1 w_1.$$

Пренебрегая током холостого хода или током намагничивания i_μ , получим

$$i_1(w_1 - w_2) \approx -i_{ax}w_2 \text{ или } (1 - n)i_1 \approx i_{ax}. \quad (6.15)$$

По первому закону Кирхгофа для узла a

$$i_{ax} = i_1 - i_2. \quad (6.16)$$

Подставляя выражение (6.16) в формулу (6.15), получим

$$i_1 n \approx i_2 \text{ или } n \approx I_2/I_1.$$

Таким образом, в автотрансформаторе, так же как и в обычном трансформаторе, $n \approx I_2/I_1 \approx U_1/U_2$.

Однако в автотрансформаторе ток i_{ax} , проходящий через вторичную обмотку, меньше тока i_2 , проходящего через нагрузку. При небольших значениях n ($n \leq 2$) ток I_{ax} равен току I_1 или даже меньше его, а ток $I_2 = nI_1$.

Таким образом, автотрансформатор экономически выгоднее обычного трансформатора при небольших n . Автотрансформаторы нашли широкое применение в лабораторной практике как регулируемые источники вторичного напряжения.

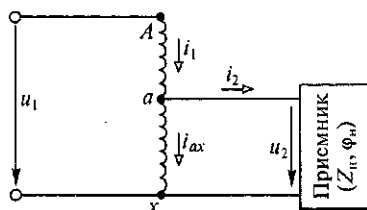


Рис.6.11. Схема понижающего автотрансформатора

ГЛАВА 7

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

7.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

В зависимости от величины удельного электрического сопротивления ρ все материалы можно разделить на проводники электрического тока ($\rho = 10^{-6} \dots 10^{-4}$ Ом · см), полупроводники ($\rho = 10^{-3} \dots 10^{10}$ Ом · см) и диэлектрики ($\rho = 10^{11} \dots 10^{15}$ Ом · см). Полупроводниковые материалы, среди которых наиболее широко применяют германий, кремний и арсенид галлия, имеют твердую кристаллическую структуру с решеткой типа алмаза или графита. К полупроводникам относят также селен, теллур, некоторые сульфиды, окислы и карбиды.

В отличие от проводников у полупроводников и диэлектриков удельное сопротивление при нагревании уменьшается; сопротивление полупроводников при температуре вблизи абсолютного нуля приближается к сопротивлению диэлектриков, в то время как сопротивление проводников при этих же условиях становится очень малым (явление сверхпроводимости). Добавление примеси в полупроводник приводит в отличие от проводников к уменьшению его удельного сопротивления. Воздействие внешнего электрического поля, облучение светом или ионизированными частицами также значительно изменяет удельное сопротивление полупроводников, что не типично для проводников.

В основе принципа действия полупроводниковых приборов лежат электрические свойства электронно-дырочного, или p — n -перехода, образованного на границе двух областей полупроводника различного типа проводимости.

Рассмотрим некоторый объем монокристаллической идеальной (без нарушения структуры) решетки кремния, которая заменена элементарной геометрической фигурой и представлена на рис. 7.1, а в виде плоскостной решетки.

В процессе формирования кристаллической решетки атомы кремния, расположенные в узлах решетки, связаны между собой посредством четырех валентных электронов. Двойные линии между узлами решетки условно изображают парно-валентную или ковалентную связь между каждой парой электронов, одновременно принадлежащих двум атомам. При этом энергия, которой обладает электрон в связанном состоянии, строго определена.

Совокупность энергетических уровней валентных электронов идеальной монокристаллической структуры образует на энергетической диаграмме (рис. 7.1, б) валентную зону. При температуре абсолютного нуля все валентные электроны в идеальном кристалле участвуют в межатомных связях и заполняют все энергетические уровни в валентной зоне, а зона проводимости остается свободной.

Между валентной зоной и зоной проводимости находится запрещенная зона шириной $\Delta E = E_c - E_v$, где E_c — энергия электрона нижней границы зоны проводимости; E_v — энергия электрона верхней границы валентной зоны. Для кремния $\Delta E = 1,12$ эВ. Для перевода электрона из валентной зоны в зону проводимости ему необходимо сообщить дополнительную энергию, превышающую энергию запрещенной зоны.

Например, при температуре выше абсолютного нуля часть электронов разрывает ковалентные связи и переходит в зону проводимости, освобождая энергетические уровни в валентной зоне. Вакантный энергетический уровень в валентной зоне называют *дыркой проводимости* и приписывают ей положительный заряд, равный по величине заряду электрона.

Процесс образования пары «электрон проводимости—дырка проводимости» называют генерацией пары носителей (см. рис. 7.1, б).

Электроны в зоне проводимости и дырки в валентной зоне под действием тепловой энергии совершают хаотическое тепловое движение в течение некоторого времени, называемого временем жизни носителей зарядов. По истечении этого времени происходит процесс захвата электронов валентной зоны дырками зоны проводимости, называемый рекомбинацией.

При наличии источника внешнего напряжения, приложенного к кристаллической структуре, движение электронов и дырок в

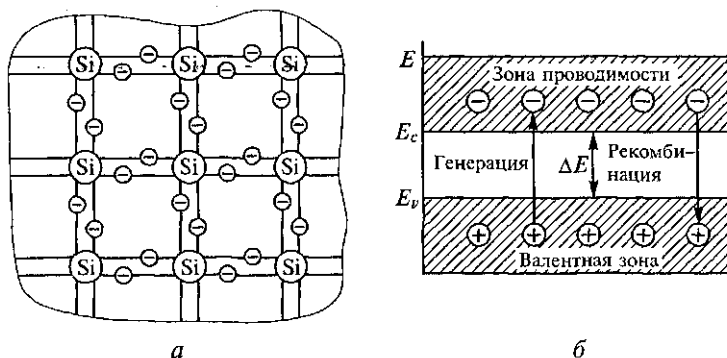


Рис. 7.1. Кристаллическая решетка (а) и энергетическая диаграмма (б) беспримесного кремния

ней приобретает некоторую направленность, т.е. кристалл может проводить электрический ток. Проводимость кристалла тем выше, чем интенсивнее протекает процесс генерации пар «электрон—дырка», и определяется движением носителей заряда обоих видов. Беспримесные полупроводники называют полупроводниками с собственной проводимостью. Собственная проводимость их невелика и не может быть использована для создания полупроводниковых приборов.

Электронная (*n*-типа) и дырочная (*p*-типа) проводимости обусловлены движением в полупроводнике только электронов. При электронной проводимости находящиеся на энергетических уровнях зоны проводимости электроны движутся в направлении, противоположном направлению электрического поля. Введение наряду с отрицательным электроном фиктивного положительного заряда «дырка» обусловлено различием в них подвижности. Подвижность электрона намного больше подвижности дырки, которая, как и положительный электрический заряд, движется по направлению электрического поля.

На практике получили распространение примесные полупроводники, которые получают путем добавления в кристалл полупроводника атомов элементов III или V группы таблицы Менделеева. Проводимость примесных полупроводников гораздо выше, чем собственная проводимость.

Так, при внесении в кристалл кремния элемента III группы таблицы Менделеева, например, алюминия, атомы примеси будут замещать в узлах кристаллической решетки атомы кремния (рис. 7.2, *а*).

Поскольку атомы алюминия имеют лишь три валентных электрона, одного электрона для создания ковалентных связей не хватает. Так как примесный энергетический уровень алюминия E_a (рис. 7.2, *б*) расположен в запрещенной зоне вблизи валентной зоны, достаточно незначительной энергии $\Delta E = E_a - E_v \ll \Delta E$, привнесенной извне, чтобы электроны из верхних уровней валентной зоны переместились на уровень примеси, образовав недостающие связи. В результате в валентной зоне образуются избыточные вакантные энергетические уровни (дырки), а атомы алюминия превращаются в отрицательные неподвижные ионы, расположенные в узлах кристаллической структуры и обладающие энергией E_a (см. рис. 7.2, *б*). При этом при внесении в полупроводник трехвалентной примеси количество дырок будет превышать количество электронов, а сам полупроводник будет обладать дырочной проводимостью или проводимостью *p*-типа. Основными носителями заряда в таком полупроводнике являются дырки. Трехвалентную примесь, обуславливающую образование дырок в валентной зоне, называют *акцепторной*.

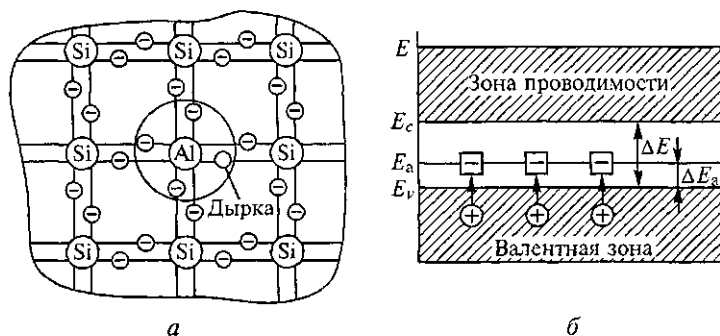


Рис. 7.2. Кристаллическая решетка (а) и энергетическая диаграмма (б) кремния *p*-типа

При внесении в кристалл кремния пятивалентного элемента, например, фосфора, атомы примеси будут замещать атомы кремния в узлах кристаллической решетки. Четыре валентных электрона фосфора образуют систему ковалентных связей с четырьмя электронами соседних атомов кремния, а пятый электрон оказывается лишним (избыточным) (рис. 7.3, а).

Энергетический уровень фосфора E_d расположен в запрещенной зоне вблизи зоны проводимости. Поэтому даже под воздействием небольшого количества тепловой энергии избыточные электроны приобретают энергию $\Delta E_d = E_c - E_d \ll \Delta E$, превышающую энергию их связи с атомами примеси, и переходят в зону проводимости. В узлах кристаллической структуры, занимаемой атомами примеси, образуются неподвижные положительно заряженные ионы (рис. 7.3, б), а в объеме кристалла

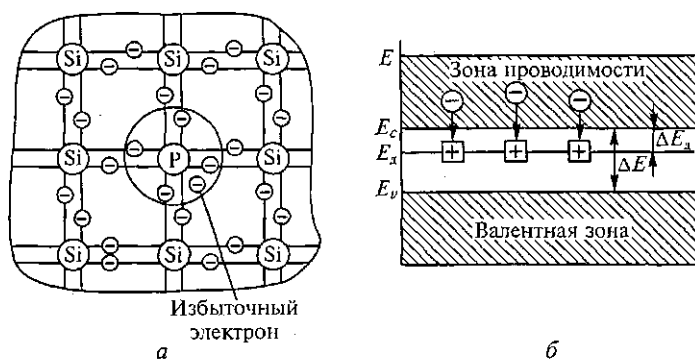


Рис. 7.3. Кристаллическая решетка (а) и энергетическая диаграмма (б) кремния *n*-типа

перемещаются избыточные электроны, обладающие энергией, соответствующей зоне проводимости. Такой полупроводник обладает электронной проводимостью или проводимостью n -типа, а примесь, обуславливающая образование избыточных электронов в зоне проводимости, называют *донорной*. Основными носителями заряда в полупроводнике n -типа являются электроны.

Две смежные области монокристаллического полупроводника, одна из которых имеет электронную, а другая — дырочную проводимость, образуют электронно-дырочный или p — n -переход. Он является основой большинства полупроводниковых приборов. Переходы p — n -типа бывают точечными и плоскостными. Точечные p — n -переходы применяют лишь в маломощных высокочастотных диодах и приборах сверхвысокочастотного диапазона. Плоскостные p — n -переходы являются основой современных диодов, транзисторов и тиристоров.

Рассмотрим процессы в плоскостном p — n -переходе, считая, что на границе раздела слоев p - и n -типов отсутствуют искажения кристаллической структуры, включения других химических элементов и внешнее электрическое поле.

Концентрации неосновных носителей — дырок в n -области и электронов в p -области — намного меньше концентрации основных носителей. Вследствие этого на границе раздела областей различного типа проводимости возникает перепад (градиент) концентрации дырок и электронов, что вызывает диффузионное перемещение электронов из n -области в p -область и дырок в противоположном направлении (рис. 7.4, а).

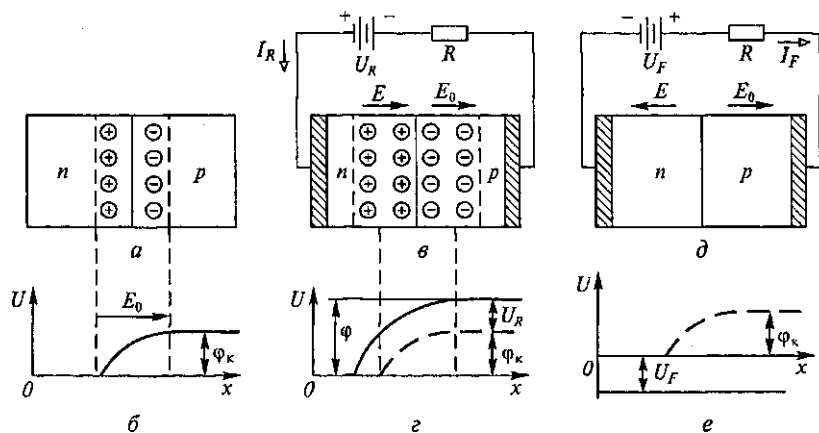


Рис. 7.4. Структуры p — n -перехода и потенциальные диаграммы: a и b — при нулевом смещении; c и e — при отрицательном смещении; d и e — при положительном смещении

Из-за диффузии в приконтактном слое n -области концентрация электронов становится меньше равновесной, а концентрация дырок — больше равновесной. Поэтому в приконтактном слое n -области возникает положительный объемный заряд. Аналогично в приконтактном слое p -области возникает отрицательный объемный заряд.

Область полупроводника, охватывающая приконтактные слои, обедненные основными носителями заряда, называют областью объемного заряда p — n -перехода. Образование на p — n -переходе пространственно разделенных положительного и отрицательного зарядов приводит к возникновению электрического поля, вектор напряженности E_0 которого направлен от положительного заряда к отрицательному (рис. 7.4, а) и препятствует дальнейшей диффузии зарядов. В равновесном состоянии, когда внешнее воздействие на p — n -переход отсутствует, электронный и дырочный токи через переход равны нулю. Распределение электрического поля определяет потенциал на p — n -переходе, который обычно называют контактной разностью потенциалов p — n -перехода, или потенциальным барьером перехода высотой φ_k (рис. 7.4, б).

Область объемного заряда p — n -перехода в равновесном состоянии обеднена основными носителями. Сопротивление этой области (запирающего слоя) намного больше сопротивлений электронейтральных слоев p - и n -областей полупроводника. Поэтому если приложить внешнее напряжение к полупроводнику с p — n -переходом, можно считать, что оно практически все будет приложено к области объемного заряда перехода.

Для включения p — n -перехода во внешнюю цепь его снабжают двумя внешними выводами. При подключении источника положительным полюсом к n -области, а отрицательным — к p -области полупроводника получается *отрицательное* смещение перехода. Приложенное к переходу напряжение U_R в этом случае называют *обратным* напряжением (рис. 7.4, в).

Полярности обратного напряжения U_R и контактной разности потенциалов φ_k совпадают. Поэтому потенциальный барьер возрастает и становится равным $\varphi = \varphi_k + U_R$ (рис. 7.4, г). Результирующее электрическое поле E в переходе будет больше поля E_0 , существовавшего на переходе в равновесном состоянии и совпадает с ним по направлению. Запирающий слой увеличивается. При этом быстро уменьшается до нуля диффузионный ток основных носителей зарядов (электронов из n -области и дырок из p -области).

Однако неосновные носители зарядов — дырки из n -области, попадающие благодаря тепловому движению в область объемного заряда перехода, переносятся электрическим полем перехода в p -область. Аналогично электроны из p -области, попадающие в область объемного заряда перехода, переносятся в n -область. Эти

неосновные носители и обуславливают протекание через переход обратного тока I_R . Поскольку концентрация неосновных носителей в p - и n -областях незначительна, обратный ток через переход при его отрицательном смещении очень мал. Уже при отрицательных смещениях $U_R = 0,05 \dots 0,075$ В обратный ток достигает значения тока насыщения.

Дальнейшее увеличение обратного напряжения практически не влияет на обратный ток, обусловленный лишь движением неосновных носителей заряда. Однако при значительных обратных напряжениях происходит пробой pn -перехода и ток, протекающий через него, резко возрастает. Это обусловлено тем, что переносимые через переход под действием электрического поля неосновные носители заряда приобретают энергию, достаточную для ударной ионизации атомов полупроводника. В структуре начинается лавинообразное размножение носителей заряда, что приводит к резкому увеличению обратного тока через переход при практически неизменном обратном напряжении, называемом напряжением пробоя. Такой пробой называют лавинным.

Различают *тепловой* и *электрический лавинный пробой*. При электрическом пробое вентиляльные свойства p — n -перехода полностью восстанавливаются при уменьшении приложенного к нему напряжения.

В то же время под воздействием большого обратного напряжения переход, имеющий малую теплоемкость, сильно нагревается. В результате этого усиливается процесс генерации электронно-дырочных пар, приводящий к дальнейшему увеличению тока и температуры перехода и, как следствие, к необратимому разрушению p — n -перехода. Такой пробой называют тепловым.

При положительном смещении перехода внешний источник подключают положительным полюсом к p -области, а отрицательным — к n -области полупроводника (рис. 7.4, d). Приложенное напряжение U_F в таком случае называют *прямым напряжением*, а его полярность противоположна полярности контактной разности потенциалов ϕ_K (рис. 7.4, e). Потенциальный барьер уменьшается и становится равным $\phi = \phi_K - U_F$. Результирующее электрическое поле E в области объемного заряда становится меньше поля E_0 , образовавшегося в области перехода в равновесном состоянии. Диффузионные токи электронов и дырок через переход возрастают из-за уменьшения практически до нуля потенциального барьера на переходе. Через переход начинает протекать прямой ток I_F .

При положительном смещении полупроводника электроны из n -области под действием диффузии непрерывно поступают в p -область, где они являются неосновными носителями. Дырки из p -области также непрерывно поступают в n -область. Процесс внесения неосновных носителей заряда в ту или иную область полупроводника называют *инжекцией*.

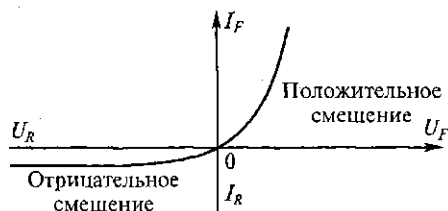


Рис. 7.5. Вольт-амперная характеристика идеального p — n -перехода

Зависимость тока через электронно-дырочный переход от приложенного к нему напряжения называют *вольт-амперной характеристикой* (ВАХ) перехода, график которой представлен на рис. 7.5.

Из графика следует, что при положительном смещении, когда ток через переход экспоненциально растет с ростом напряжения, переход обладает высокой проводимостью. При отрицательном смещении, когда обратный ток быстро достигает значения тока насыщения, переход обладает очень низкой проводимостью. При напряжении внешнего источника, равном нулю, ток, протекающий через переход, также равен нулю. Вследствие резко выраженной нелинейности ВАХ p — n -переходы широко используют в качестве ключевых элементов в вентилях различного типа, т.е. в полупроводниковых приборах, имеющих практически два состояния — проводящее (вентиль открыт) и непроводящее (вентиль закрыт).

7.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

7.2.1. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним p — n -переходом и двумя внешними выводами от областей с проводимостями разного типа (анодом А и катодом К).

По своему назначению полупроводниковые диоды подразделяются на следующие основные типы: выпрямительные, стабилитроны (опорные диоды), быстросовсстанавливающиеся (частотные), фото- и светодиоды, варикапы.

Кроме указанных типов диодов существуют импульсные, туннельные, магнитодиоды, тензодиоды и др. Чаще всего диоды изготавливают из германия (максимально допустимая температура перехода $T_{jm} = 80^\circ\text{C}$) и кремния ($T_{jm} = 180^\circ\text{C}$).

По конструктивно-технологическому принципу полупроводниковые диоды разделяют на точечные и плоскостные. В точечном диоде используют пластину германия или кремния с проводимо-

стью n -типа толщиной 0,1...0,6 мм и площадью 0,5...1,5 мм². В пластинку вплавляют иглу из металла или сплава, содержащую необходимые примеси. В процессе сплавления в области контакта полупроводника с иглой формируется слой p -типа.

В плоскостном диоде p — n -переход образуется двумя полупроводниковыми слоями различного типа проводимости, при этом площадь перехода у диодов различных типов находится в диапазоне от долей квадратного микрометра до нескольких квадратных сантиметров.

Условно полупроводниковые диоды подразделяют на слаботочные (предельный ток менее 10 А) и силовые (предельный ток более 10 А).

Условное графическое обозначение полупроводникового диода и его вольт-амперная характеристика приведены на рис. 7.6.

Вольт-амперные характеристики диодов снимают в стационарном режиме, что не позволяет использовать их при анализе и расчете электрических цепей, содержащих диоды, при воздействии высокочастотных и импульсных сигналов. Для этих целей используют так называемую специальную малосигнальную эквивалентную схему полупроводникового диода, в которую входят параметры собственно p — n -перехода без учета паразитных параметров внешних выводов.

К основным параметрам полупроводниковых диодов относятся параметры по напряжению, току, сопротивлению и мощности потерь, коммутационным явлениям, а также температурные и тепловые.

Наиболее важными из них являются:

импульсное прямое напряжение U_{FM} ;

пороговое напряжение $U_{(TO)}$;

предельный (средний прямой) ток I_{FAV} ;

повторяющийся импульсный обратный ток I_{RRM} ;

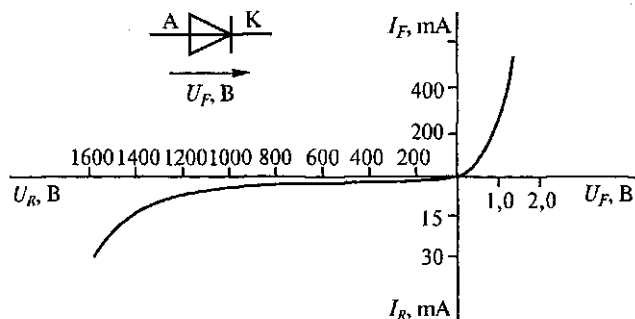


Рис. 7.6. Условное графическое обозначение и вольт-амперная характеристика полупроводникового диода

дифференциальное прямое сопротивление r_T ;
 время обратного восстановления t_{rr} ;
 температура p — n -перехода T_j .

Пороговое напряжение $U_{(TO)}$ определяет значение прямого напряжения, соответствующее точке пересечения линии прямолинейной аппроксимации прямой ВАХ с осью напряжений (рис. 7.7).

Максимально допустимый средний прямой (предельный) ток определяет максимально допустимое среднее за период значение прямого тока, длительно протекающего через диод.

Дифференциальное прямое сопротивление r_T определяют по углу наклона линии прямолинейной аппроксимации прямой ВАХ диода к оси напряжения (рис. 7.7).

Одной из разновидностей плоскостного полупроводникового диода является *стабилитрон*, на обратной ветви ВАХ которого имеется участок со слабой зависимостью напряжения от величины обратного тока.

Как отмечалось ранее, при превышении обратным напряжением величины напряжения пробоя происходит электрический пробой p — n -перехода, при котором обратный ток резко возрастает при почти неизменном обратном напряжении. Это явление используют в стабилитронах, применяемых, например, в параметрических стабилизаторах напряжения.

На рис. 7.8, а в третьем квадранте ВАХ показано обратное включение стабилитрона. Если обратный ток через стабилитрон не превышает значения $I_{ст\ max}$, то электрический пробой не приводит к разрушению перехода и может воспроизводиться в течение практически неограниченного времени (сотни тысяч часов).

Стабилитроны изготавливают на основе кремния, что связано с необходимостью получения малых значений $I_{ст\ min}$.

Стабилитроны характеризуются следующими основными параметрами:

1. Напряжением стабилизации $U_{ст}$, т. е. величиной напряжения на стабилитроне при протекании через него заданного (номинального) тока стабилизации, например, $I_{ст\ ном}$ (рис. 7.8, а). Кроме значения

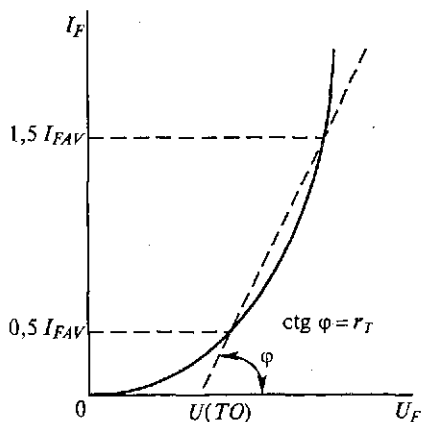


Рис. 7.7. Прямолинейная аппроксимация ВАХ диода

$I_{\text{ст ном}}$ указывают также минимальное $I_{\text{ст min}}$ и максимальное $I_{\text{ст max}}$ значения токов на участке стабилизации, при которых обеспечивается заданная надежность. Значение $I_{\text{ст min}}$ ограничено нелинейным участком ВАХ стабилитрона, а значение $I_{\text{ст max}}$ — допустимой мощностью рассеяния перехода, после превышения которой происходит его тепловой пробой.

2. Дифференциальным сопротивлением стабилитрона в рабочей точке на участке стабилизации $r_{\text{ст}} = \partial U_{\text{ст}} / \partial I_{\text{ст}}$ в заданном диапазоне частот; $r_{\text{ст}}$ характеризует степень изменения напряжения стабилизации при изменении тока через стабилитрон.

3. Температурным коэффициентом напряжения стабилизации $\alpha_{\text{ст}} = (\partial U_{\text{ст}} / \partial T) 100\%$, показывающим величину относительного изменения напряжения стабилизации при изменении температуры окружающей среды на 1°C и выражающимся в процентах (рис. 7.8, б).

Уровень напряжения стабилизации зависит от величины пробивного напряжения U_{BR} , определяемого шириной p -перехода, т.е. концентрацией примеси. Для изготовления низковольтных стабилитронов, у которых участок стабилизации определяется обратным током туннельного характера, используют высоколегированный кремний.

Из-за различного характера пробоя высоковольтных и низковольтных стабилитронов знак $\alpha_{\text{ст}}$ у них тоже будет разным (рис. 7.8, б). У высоковольтных стабилитронов $\alpha_{\text{ст}} > 0$, а у низковольтных с ростом температуры напряжение стабилизации уменьшается и $\alpha_{\text{ст}} < 0$.

Стабилизацию напряжения в диапазоне 0,3...1,0 В можно получить при использовании прямой ветви ВАХ, которая у некоторых кремниевых диодов почти параллельна оси токов. Такие диоды называют *стабисторами*. Промышленность выпускает также *двуханодные стабилитроны*, имеющие симметричную ВАХ

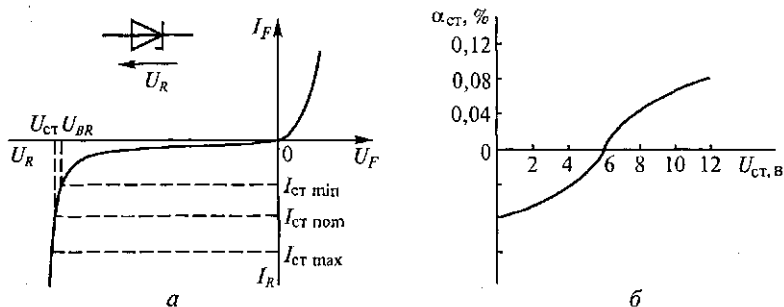


Рис. 7.8. Вольт-амперная характеристика стабилитрона (а) и зависимость $\alpha_{\text{ст}}$ от напряжения стабилизации (б)

относительно начала координат. При этом напряжения стабилизации при положительном и отрицательном смещениях перехода одинаковы.

Для повышения величины напряжения стабилизации стабилитроны соединяют последовательно, в то время как параллельное соединение стабилитронов недопустимо, поскольку при этом ток будет протекать лишь через один стабилитрон, имеющий наименьшее напряжение стабилизации.

Варикапом называют полупроводниковый диод, используемый как нелинейный емкостной элемент. В нем используется барьерная емкость p — n -перехода, смещенного в обратном направлении, обусловленная изменением заряда в переходе при изменении приложенного напряжения. Варикапы изготавливают из кремния и применяют в системах дистанционного управления и автоматической подстройки частоты.

Основными параметрами варикапа являются:

емкость C , фиксируемая при небольшом обратном напряжении ($C = 10 \dots 500$ пФ);

коэффициент перекрытия по емкости $K_C = C_{\max}/C_{\min}$, характеризующий изменение емкости варикапа в рабочем диапазоне изменения напряжений ($K_C = 5 \dots 20$).

Туннельный диод — полупроводниковый диод, в котором при обратном и небольшом прямом напряжении возникает туннельный эффект, и прямая ветвь его ВАХ имеет участок с отрицательным сопротивлением (так называемая N -образная характеристика). Туннельный эффект заключается в просачивании электрических зарядов (электронов и дырок) через потенциальный барьер и обусловлен волновыми свойствами микрочастиц. Изготавливают туннельные диоды из германия или арсенида галлия, имеющих очень малые сопротивления. Туннельные диоды отличаются малыми размерами и массой, существенной нелинейностью ВАХ, высоким быстродействием, способностью работать в широком диапазоне температур (до $+600^\circ\text{C}$ для арсенид-галлиевых приборов). Применяют туннельные диоды в СВЧ-генераторах с частотами до 10 ГГц и усилителях электрических сигналов, работающих в широком частотном и температурном диапазоне.

7.2.2. Транзисторы

Общие положения. *Транзистором* называют полупроводниковый усилительный прибор с двумя p — n -переходами и тремя внешними выводами. В настоящее время существует большая номенклатура транзисторов, отличающихся по мощности, предельной частоте коммутации и генерации и по другим параметрам.

Все современные транзисторы разделяются на два типа: *биполярные* и *полевые*. Биполярные транзисторы отличаются от полевых большим уровнем мощности и более высокой рабочей частотой. В то же время полевые транзисторы превосходят биполярные по возможностям автоматического регулирования усиления и могут работать в более широком динамическом диапазоне.

При изготовлении транзисторов различных типов применяют одинаковые конструктивно-технологические принципы. По технологии изготовления различают сплавные, диффузионные и планарные транзисторы. Некоторые типы транзисторов изготовляют путем комбинирования нескольких технологий (планарно-эпитаксиальные) или технологических методов (мезапланарные, мезапланарно-эпитаксиальные). При производстве дискретных транзисторов в основном используется планарно-эпитаксиальная технология, при производстве транзисторов интегральных микросхем — мезапланарно-эпитаксиальная. Для изготовления транзисторов используют германий и кремний.

Биполярные транзисторы. Термин «биполярный» означает наличие в транзисторе носителей заряда двух типов: электронов и дырок. В зависимости от типа проводимости внешних слоев различают транзисторы *n-p-n*- (рис. 7.9, а) и *p-n-p*-типов (рис. 7.9, в и г).

Внутреннюю область монокристалла транзистора, разделяющую *p-n*-переходы П1 и П2, называют базой (Б). Внешний слой монокристалла, инжектирующий носители в базу, называют эмиттером (Э), а примыкающий к нему *p-n*-переход П1 — эмиттерным. Второй внешний слой, выхватывающий носители из базы, называют коллектором (К), а примыкающий к нему переход П2 — коллекторным. База является электродом, управляющим величиной тока через транзистор, поскольку, изменяя напряжение между эмиттером и базой, можно управлять величиной инжектируемого (эмиттерного), а значит, и коллекторного тока.

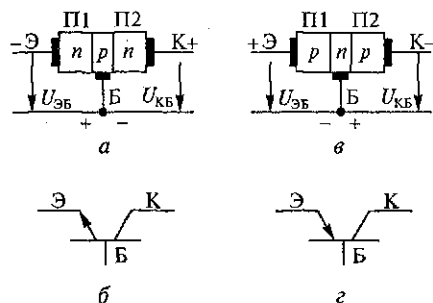


Рис. 7.9. Структура и графическое обозначение транзисторов:

а и б — *n-p-n*-типа; в и г — *p-n-p*-типа

Если переход П1 под воздействием напряжения $U_{ЭБ}$ смещен в прямом направлении, а переход П2 под воздействием напряжения $U_{КБ}$ — в обратном, то такое включение транзистора называют нормальным. При изменении полярности напряжений $U_{ЭБ}$ и $U_{КБ}$ получается инверсное включение транзистора.

Рассмотрим принцип действия транзистора $p-n-p$ -типа на примере одной из возможных схем его включения (рис. 7.10).

При отсутствии внешних напряжений ($U_{ЭБ} = U_{КБ} = 0$) электрические поля $p-n$ -переходов создаются лишь объемными зарядами неподвижных ионов и установившиеся потенциальные барьеры обоих переходов поддерживают динамическое равновесие в приборе, токи в переходах которого равны нулю. При этом электрическое поле в базе также равно нулю.

При подключении к транзистору внешних источников напряжения $E_Э$ и $E_К$ происходит перераспределение электрических потенциалов переходов. При нормальном включении транзистора создаются условия для инжектирования дырок из эмиттера в базу и перемещения электронов из базы в эмиттер. Так как база является наиболее высокоомной областью монокристалла, то поток электронов значительно меньше встречного потока дырок. Поэтому при встречном движении дырок и электронов происходит их частичная рекомбинация, а избыток дырок внедряется в базовый слой, образуя ток эмиттера $I_Э$.

В результате инжекции дырок в базу, в которой они являются неосновными носителями, в последней возникает градиент концентрации дырок, что приводит к их диффузионному движению во всех направлениях, в том числе и к переходу П2. Дрейф неосновных носителей играет незначительную роль. При перемещении неосновных носителей через базу их концентрация уменьшается вследствие рекомбинации с электронами, поступающими в цепь базы от источника $E_Э$. Поток этих электронов образует базовый ток $I_Б$.

Промежуток времени, в течение которого концентрация неосновных носителей в базе уменьшается в e раз, называют временем жизни неосновных носителей. Поскольку толщина базы современных транзисторов составляет единицы микрометров, то

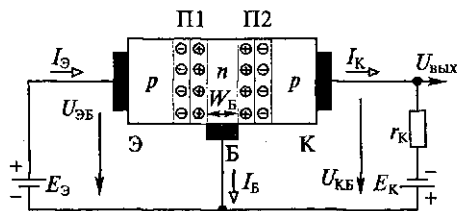


Рис. 7.10. Схема включения транзистора $p-n-p$ -типа

время перемещения неосновных носителей через базу значительно меньше их времени жизни. Поэтому большая часть дырок достигает перехода П2 и захватывается его полем; дырки затем рекомбинируют с электронами, поступающими от источника питания E_K . При этом в коллекторной цепи протекает ток I_K .

Для токов транзистора справедливо соотношение

$$I_{\Sigma} = I_K + I_B. \quad (7.1)$$

Передачу тока из эмиттерной цепи в коллекторную характеризуют коэффициентом передачи тока биполярного транзистора в схеме с общей базой:

$$h_{21B} = \left(\frac{\partial I_K}{\partial I_{\Sigma}} \right)_{U_{KB} = \text{const}} \approx \left(\frac{\Delta I_K}{\Delta I_{\Sigma}} \right)_{U_{KB} = \text{const}} = \frac{I_K}{I_{\Sigma}}. \quad (7.2)$$

Из соотношений (7.1) и (7.2) следует, что

$$I_K = h_{21B} I_{\Sigma}; \quad I_B = (1 - h_{21B}) I_{\Sigma}.$$

У современных транзисторов $h_{21B} = 0,95 \dots 0,99$.

Транзисторы $n-p-n$ -типа работают аналогично, но при их использовании полярности напряжений внешних источников изменяют на противоположные.

Имеющий три внешних вывода транзистор представляет собой четырехполюсник. При этом два вывода транзистора образуют входные и выходные зажимы, а третий является общим зажимом для входной и выходной цепей. В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входной и выходной цепей четырехполюсника, различают три схемы включения транзистора: с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Наибольшее применение получила схема с общим эмиттером.

Для расчетов цепей с биполярными транзисторами используют семейства статических характеристик транзисторов, определяющих соотношения между токами, протекающими через его внешние выводы, и напряжения, приложенные к этим выводам.

Таковыми характеристиками обычно являются:

входные $I_{BX} = \varphi(U_{BX})$ при $U_{ВВХ} = \text{const}$; выходные $I_{ВВХ} = \varphi(U_{ВВХ})$ при $I_{BX} = \text{const}$; характеристики передачи по току $I_{ВВХ} = \varphi(I_{BX})$ при $U_{ВВХ} = \text{const}$.

Схема с ОБ не усиливает ток ($I_K < I_{\Sigma}$), но усиливает напряжение. Она обладает также и свойством усиления мощности входного сигнала.

В схеме с ОЭ коэффициент передачи тока (коэффициент передачи тока базы)

$$h_{21Э} = \left(\frac{\partial I_K}{\partial I_B} \right)_{U_{КЭ} = \text{const}} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}}.$$

При изменении $h_{21Б}$ в диапазоне от 0,95 до 0,99 величина $h_{21Э}$ изменяется в диапазоне от 20 до 100. Таким образом, схема с ОЭ обладает свойством значительного усиления тока. Поскольку эта схема обладает также свойством усиления напряжения, то усиление мощности в данной схеме значительно больше, чем в схеме с ОБ.

Коэффициент передачи тока в схеме с ОК

$$h_{21К} = \left(\frac{\partial I_Э}{\partial I_B} \right)_{U_{ЭК} = \text{const}} = \frac{I_Э}{I_Э - I_K} = \frac{1}{1 - h_{21Б}} = h_{21Э} + 1.$$

Поэтому схема с ОК обладает лучшим усилением тока, чем схема с ОЭ, и, кроме того, обладает свойством усиления мощности.

Характеристики транзисторов находятся в сильной зависимости от температуры. При повышении температуры из-за значительного увеличения количества неосновных носителей заряда в базе и коллекторе резко возрастает начальный ток коллектора.

Для предотвращения перегрева коллекторного $p-n$ -перехода необходимо, чтобы его мощность не превышала допустимое значение $P_{К \max}$, т.е. $P_{К \max} \geq I_K U_{КЭ}$.

На рис. 7.11 в качестве примера приведены выходные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Одним из ограничений кривых выходных характеристик транзистора является ограничение по допустимому значению мощности $P_{К \max}$. Для увеличения допустимой мощности транзистора его полупроводниковую структуру устанавливают на металлическом основании, которое монтируют на специальном радиаторе.

Если напряжение между коллектором и эмиттером превысит допустимое значение $U_{КЭ \max}$, то может произойти электрический пробой $p-n$ -перехода. Поэтому существует ограничение выходных характеристик по коллекторному напряжению, т.е. $U_{КЭ} \leq U_{КЭ \max}$. Кроме того, существует обусловленное допустимым нагревом эмиттерного перехода ограничение по коллекторному току, т.е. $I_K \leq I_{K \max}$.

Область, заключенную внутри ограничивающих линий, называют рабочей областью характеристик транзистора.

Для значительного увеличения коэффициента передачи тока используют комбинацию из двух транзисторов, соединенных по так называемой схеме Дарлингтона, что позволяет, например, повысить коэффициент передачи тока базы до 300 000.

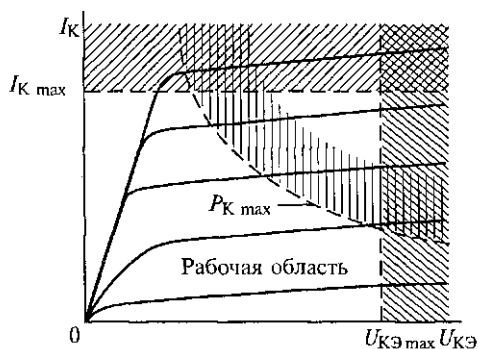


Рис. 7.11. Выходные характеристики биполярного транзистора в схеме с ОЭ и их ограничения

Биполярные транзисторы применяют в усилителях, генераторах электрических сигналов, а также в логических и импульсных устройствах.

Полевые транзисторы. В отличие от биполярных полевые транзисторы, обладая управляющими свойствами, являются униполярными полупроводниковыми приборами, т.е. протекание токов через них обусловлено дрейфом носителей заряда только одного типа в продольном электрическом поле через управляемые каналы p - или n -типа, обладающие соответственно дырочной или электронной проводимостью. Управление током через канал осуществляется поперечным электрическим полем (а не током, как в биполярных транзисторах), изменение напряженности которого изменяет проводимость канала, по которому протекает ток выходной цепи транзистора. В электронных устройствах применяют две разновидности полевых транзисторов: с управляющим p — n -переходом (затвором в виде p — n -перехода) и с изолированным затвором.

Рассмотрим принцип действия полевого транзистора с затвором в виде p — n -перехода и с каналом n -типа, структура и схема включения которого приведены на рис. 7.12.

Прибор состоит из пластины монокристаллического кремния n -типа, представляющей собой канал полевого транзистора, к двум противоположным граням которой припаяны два металлических контакта, называемые истоком (И) и стоком (С). К этим электродам подключен внешний источник энергии с напряжением E_C , соединенный последовательно с нагрузкой R_n (рис. 7.12, б). Источник подключен таким образом, чтобы поток основных носителей заряда (электронов) перемещался от истока к стоку. В две другие противоположные грани пластины внесены акцепторные примеси, превращающие поверхностные слои пластины в области p -типа. Общий внешний вывод этих

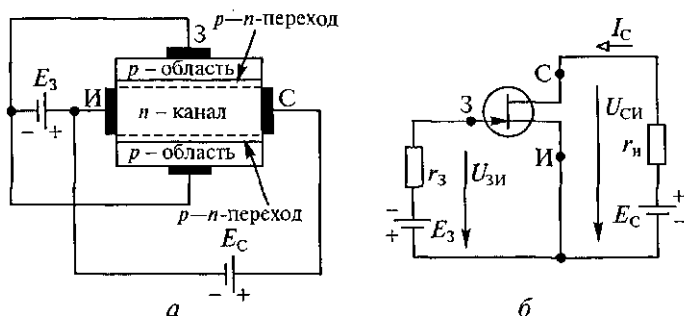


Рис. 7.12. Структура (а) и схема (б) включения с общим истоком полевого транзистора с затвором в виде $p-n$ -перехода и каналом n -типа

слоев называют затвором (3). При этом между каналом и затвором образуются два $p-n$ -перехода.

Проводимость канала определяется его сечением, изменение площади которого можно осуществлять посредством напряжения на затворе $U_{зи}$, смещающего переходы в обратном направлении. При этом можно расширять или сужать обедненные слои переходов и тем самым регулировать сопротивление канала и величину протекающего через него тока. Поскольку концентрация примесей в затворе намного больше, чем в канале, расширение обедненных слоев происходит в основном за счет канала. При $U_{зи} = 0$ протекающий через канал ток стока I_C имеет максимальное значение $I_{C \max}$ (ток стока насыщения $I_{C \text{ нас}}$), так как при этом площадь сечения канала максимальна. При увеличении $U_{зи}$ обедненные слои $p-n$ -переходов расширяются, уменьшая площадь сечения каналов и тем самым значение тока I_C . При определенном напряжении $U_{зи \text{ отс}}$ (напряжение отсечки) площадь сечения канала уменьшается практически до нуля и $I_C = 0$.

Входные (стокзатворные) и выходные (стоковые) характеристики полевого транзистора представлены на рис. 7.13.

Входная характеристика $I_C = \varphi(U_{зи})$ полевого транзистора определяет управляющие свойства затвора и описывается соотношением

$$I_C = I_{C \text{ нас}} \left(\frac{U_{зи}}{U_{зи \text{ нас}}} - 1 \right)^2.$$

При этом управление осуществляется приложением к затвору обратного напряжения, под действием которого протекает лишь незначительный обратный ток.

Рассмотрим семейство выходных характеристик $I_C = \varphi(U_{си}) \times U_{зи} = \text{const}$ полевого транзистора (рис. 7.13, б). При $U_{зи} = 0$ и

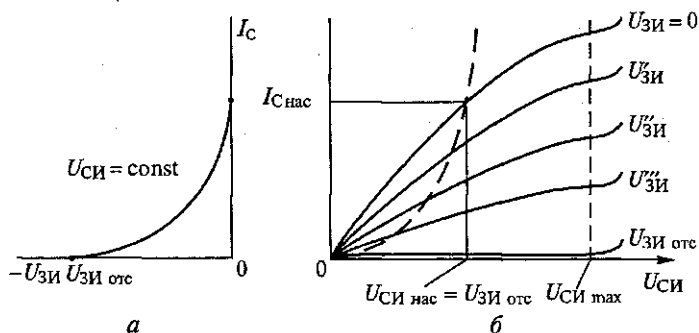


Рис. 7.13. Характеристики полевого транзистора:

а — входные; *б* — выходные

увеличении приложенного к стоку положительного относительно истока напряжения ток I_C возрастает по нелинейному закону. Это объясняется тем, что с увеличением напряжения $U_{СИ}$, смещающего p — n -переходы в обратном направлении, площадь сечения канала уменьшается тем больше, чем ближе к стоку, поскольку падение напряжения в канале за счет тока стока растет от $U_{СИ}(0) = 0$ до $U_{СИ}$ на стоке. При этом сопротивление канала увеличивается, а рост тока замедляется. При достижении напряжения на стоке величины напряжения насыщения $U_{СИ} = U_{СИ\text{ нас}}$ происходит полное перекрытие обедненными слоями канала на стоке, а площадь сечения канала у истока остается первоначальной, так как $U_{СИ}(0) = 0$. Дальнейшее увеличение напряжения $U_{СИ}$ вызывает незначительный рост тока стока, так как одновременно уменьшается проводимость канала (полное перекрытие канала расширяется вглубь к истоку), и ток стока достигает значения тока насыщения $I_{С\text{ нас}}$. Режим, соответствующий пологому участку вольт-амперной характеристики, называют режимом насыщения.

При уменьшении $U_{ЗИ}$ ($U'_ЗИ > U''_ЗИ > U'''_ЗИ$) расширение обедненных слоев и уменьшение площади сечения канала происходит под совместным воздействием напряжений $U_{ЗИ}$ и $U_{СИ}$. В этом случае напряжение насыщения уменьшается и его величина при любом напряжении на затворе может быть найдена из соотношения

$$U_{СИ\text{ нас}} = U_{ЗИ\text{ отс}} - U_{ЗИ}.$$

Соответствующая этому соотношению штриховая линия на рис. 7.13, *б* показывает изменение стокового напряжения. С уменьшением напряжения $U_{СИ\text{ нас}}$ уменьшается и ток стока насыщения $I_{С\text{ нас}}$. Рабочая область выходных характеристик рас-

полагается на их пологих участках. При значительных напряжениях на стоке происходит пробой структуры, что обуславливает ограничение выходных характеристик по напряжению величиной $U_{СИ\max}$.

Полевые транзисторы характеризуются допустимой мощностью рассеяния P_{\max} , допустимыми значениями постоянного тока стока $I_{C\max}$ и напряжений между электродами $U_{СИ\max}$, $U_{ЗИ\max}$ и $U_{ЗС\max}$.

В последнее время стали широко использоваться полевые транзисторы с изолированным затвором, имеющие лучшие электрические свойства. У таких транзисторов между полупроводниковым каналом и металлическим затвором расположен изолирующий слой из диэлектрика, поэтому такая структура получила название МДП-транзистор (металл-диэлектрик-полупроводник). Так как в качестве диэлектрика обычно используют двуокись кремния, то транзисторы со структурой металл-окисел-полупроводник получили название МОП-транзисторов.

Полевые МДП-транзисторы используют в преобразователях электроэнергии с коммутируемыми токами до 100 А при напряжениях до 500 В. Эти транзисторы управляются напряжением, прикладываемым к изолированному затвору, причем в диапазоне относительно невысоких частот коммутаций мощность управления очень мала из-за высокого входного сопротивления транзистора. МДП-транзистор имеет высокое быстродействие, его время выключения составляет несколько наносекунд.

Новый полупроводниковый *JGBT*-транзистор — это биполярный транзистор с изолированным затвором, сочетающий в себе достоинства биполярных и МДП-транзисторов и способный коммутировать токи до 2500 А при высоком быстродействии (доли микросекунды), малой мощности управления и напряжениях до 4500 В. Его структура похожа на тиристорную (см. подразд. 7.2.3), но имеет свойства транзистора. Ток управления задается МДП-транзистором, управляемым напряжением, а вся полупроводниковая структура выполнена в одном монокристалле.

7.2.3. Тиристоры

Тиристором в общем случае называют полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три *pn*-перехода и более, который может быть переключен из непроводящего состояния в проводящее, и наоборот. Линия ВАХ тиристора, соответствующая проводящему состоянию (прямая ветвь), характеризуется отрицательным дифференциальным сопротивлением.

По количеству внешних выводов различают двухэлектродные (динисторы) и трехэлектродные (тринисторы) тиристоры, но в любом случае они имеют четырехслойную структуру полупроводника с тремя pn -переходами (рис. 7.14, *а*).

Внешние выводы, связанные с крайними $p1$ и $n2$ слоями, называют соответственно анодом (А) и катодом (К), а третий внешний вывод от слоя $p2$ — управляющим электродом (УЭ). Крайние слои и переходы П1 и П3 называют также эмиттерными, а средние $n1$ - и $p2$ -слои — базовыми. Четырехслойная структура тиристора может быть условно представлена в виде комбинации в одном приборе двух транзисторов: $p1-n1-p2$ и $n1-p2-n2$, причем переход П2 является коллекторным для обоих транзисторов.

Если ток I_G в цепи управляющего электрода равен нулю, а приложенное между анодом и катодом напряжение с указанной на рис. 7.14, *а* полярностью меньше напряжения $U_{(во)}$ (рис. 7.14, *б*), то переходы П1 и П3 смещены в прямом направлении, а переход П2 — в обратном (при отсутствии внешнего напряжения в этих переходах возникают потенциальные барьеры, как у диодов). При положительном смещении переходов П1 и П3 их потенциальные барьеры уменьшаются и дырки могут инжектировать из эмиттера $p1$ в базу $n1$, а электроны — из эмиттера $n2$ в базу $p2$. Падения напряжения на смещенных в прямом направлении переходах от действия внешнего источника невелики, а практически все напряжение внешнего источника приложено к смещенному в обратном направлении переходу П2. Протекающий через тиристор ток определяется токами инжекции эмиттерных переходов, токами рекомбинации неосновных носителей заряда в базах, а также эффектом лавинного размножения носителей заряда в смещенном в обратном направлении переходе П2. Значение этого тока не-

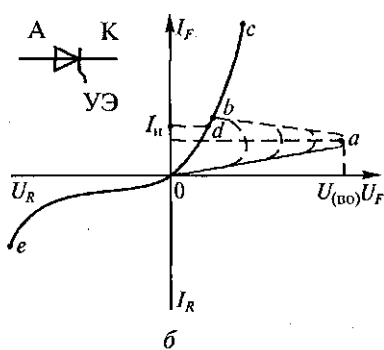
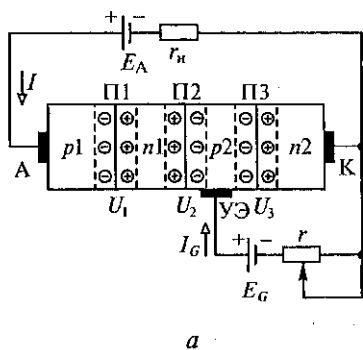


Рис. 7.14. Структура (*а*), графическое обозначение и вольт-амперная характеристика тиристора (*б*)

сколько возрастает с увеличением напряжения внешнего источника.

При дальнейшем увеличении напряжения внешнего источника увеличивается смещение переходов П1 и П3 в прямом направлении, и ток через тиристор продолжает расти. Уменьшение потенциального барьера перехода П3 приводит к инжекции электронов из эмиттера $n2$ в базу $p2$. Часть этих электронов, не рекомбинируя, достигает смещенного в обратном направлении перехода П2 и перебрасывается его полем в базу $n1$, увеличивая в ней концентрацию электронов. Это снижает потенциальный барьер перехода П1, вследствие чего увеличивается инжекция дырок из эмиттера $p1$ в базу $n1$. Продиффузивав через базу $n1$, основная часть дырок достигает перехода П2 и перебрасывается его полем в базу $p2$. При этом концентрация дырок в базе $p2$, где они являются основными носителями заряда, увеличивается. Это приводит к уменьшению потенциального барьера перехода П3 и увеличению инжекции электронов из эмиттера $n2$ в базу $p2$ и т.д. В структуре развивается лавинообразный процесс увеличения тока (участок $0a$ на рис. 7.14, b), что аналогично наличию положительной обратной связи по току в системах автоматического управления.

При $E_A = U_{(во)}$ эта связь вызывает лавинообразный процесс инжекции основных носителей из эмиттеров в базы. Резкое увеличение концентраций электронов в базе $n1$ и дырок в базе $p2$ приводит к быстрому уменьшению (практически до нуля) потенциального барьера смещенного в обратном направлении перехода П2 и к уменьшению падения напряжения на всей структуре $\Delta U_v = U_1 + U_2 + U_3$ (см. рис. 7.14, a) и структура переходит в проводящее состояние.

Таким образом, линия ВАХ тиристора, соответствующая проводящему состоянию, имеет участок отрицательного сопротивления ($R_v = \frac{\partial U_v}{\partial I_v} < 0$) — участок ab на рис. 7.14, b . На этом участ-

ке рост тока происходит при уменьшении падения напряжения на приборе. В результате проходящий через прибор ток установится $I = \frac{E_A - \Delta U_v}{r_n} \approx \frac{E_A}{r_n}$. Рабочим участком прямой ветви ВАХ

является участок bc , на котором все переходы смещены в прямом направлении, а падение напряжения на проводящем тиристоре лишь несколько больше падения напряжения на проводящем диоде.

Для выключения тиристора необходимо уменьшить значение прямого тока I_F до величины, меньшей или равной значению тока удержания I_n (точка d на рис. 7.14, b) или приложить к тиристору напряжение обратной полярности.

При изменении полярности напряжения внешнего источника переходы П1 и П3 смещаются в обратном направлении, а переход П2 остается смещенным в прямом направлении. Линия ВАХ тиристора, соответствующая непроводящему состоянию (обратная ветвь), имеет такой же вид, как ВАХ диода, смещенного в обратном направлении (участок $0e$ на рис. 7.14, б).

Рассмотренный режим работы является динисторным, поскольку в нем не используется управляющий электрод, а прибор при положительном анодном напряжении работает как неуправляемый переключатель.

Напряжение переключения $U_{(во)}$ можно регулировать, если, например, в базу p_2 ввести от внешнего источника E_G дополнительное количество носителей заряда за счет тока управления I_G (тринисторный режим).

Регулируя величину I_G , можно изменять уровень $U_{(во)}$, при котором возникает лавинообразный процесс размножения носителей заряда.

Наличие участка с отрицательным сопротивлением на ВАХ тиристора придает ему ряд важных достоинств. Чтобы переключить тиристор из закрытого состояния в открытое, достаточно пропустить через управляющий электрод относительно короткий (менее 100 мкс) импульс тока управления, после чего открытое состояние прибора поддерживается за счет действия внутренней положительной обратной связи. Поэтому тиристоры обладают очень высоким коэффициентом усиления мощности (до сотен тысяч).

В настоящее время отечественная промышленность серийно выпускает тиристоры на токи от 1...3 кА и напряжения до 5 кВ. При этом токи управления составляют в импульсе от одного до нескольких ампер.

Особенностью рассмотренного тиристора является то обстоятельство, что для его перевода из проводящего состояния в непроводящее необходимо каким-то образом уменьшить ток тиристора до значения тока удержания или приложить к прибору напряжение обратной полярности. Таким образом, тиристор является не полностью управляемым ключевым элементом, т.е. его можно включить по цепи управляющего электрода, а для выключения (и в первую очередь, в цепях постоянного тока) необходимо использовать дополнительные устройства, так называемые *узлы принудительной коммутации*.

В то же время в последнее десятилетие разработаны тиристоры, которые можно и включать и выключать по цепи управляющего электрода — *запираемые (GTO) тиристоры*.

В отличие от обычного тиристора структура запираемого тиристора имеет высокую проводимость зоны управляющего элек-

трода, что позволяет более эффективно блокировать протекание прямого тока через прибор по подаче на его управляющий электрод отрицательного относительно катода управляющего импульса. Кроме того, применение более совершенных технологий дало возможность обеспечить однородность электрических устройств отдельных слоев структуры и управлять временем жизни носителей заряда в процессе изготовления прибора.

Для включения и выключения запираемого тиристора используют два отдельных источника, при этом устройство управления тиристором должно обеспечивать мощные импульсы включающих и выключающих токов управления, значительную продолжительность включающего тока управления при малых анодных токах и необходимую продолжительность отрицательного импульса выключающего напряжения.

Для обеспечения допустимых режимов при включении запираемого тиристора в преобразователях электроэнергии его дополняют специальными устройствами (снабберами). Современные запираемые тиристоры рассчитаны на напряжение до 6 кВ и ток до 3 кА. Запирающий ток управления находится, как правило, на уровне 0,2...0,3 от выключаемого анодного тока.

7.3. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

7.3.1. Классификация, технология изготовления и конструкция интегральных микросхем

Интегральной микросхемой (ИМС) называют устройство с высокой плотностью упаковки электрически связанных элементов (транзисторов, резисторов, конденсаторов и пр.), выполняющее заданную функцию обработки (преобразования) электрических сигналов. С точки зрения конструктивно-технологических и эксплуатационных требований ИМС представляет собой единое изделие. Отдельные элементы ИМС, не имеющие внешних выводов, не могут рассматриваться как самостоятельные изделия, в то время как компоненты, являющиеся частью ИМС, можно рассматривать как самостоятельные комплектующие изделия, например, навесные бескорпусные транзисторы, дроссели и т. д.

В зависимости от технологии изготовления интегральные микросхемы делятся на пленочные, полупроводниковые ИМС и микросборки. Пленочные ИМС могут быть тонко- и толстопленочными, имеют в своем составе как элементы, так и компоненты. В последнем случае их называют гибридными ИМС.

ИМС, в которой все активные и пассивные элементы и их соединения выполняются в виде сочетания неразъемно связанных

p — n -переходов в одном полупроводниковом кристалле, называются *полупроводниковой*. Полупроводниковый кристалл, в объеме и на поверхности которого с помощью планарной технологии формируют элементы микросхемы и контактные площадки, играет активную роль.

ИМС, содержащая подложку (диэлектрическое основание), все пассивные элементы на поверхности которой выполняют в виде однослойных или многослойных пленочных структур, соединенных неразъемными пленочными проводниками, а полупроводниковые приборы и другие компоненты размещены на подложке в виде дискретных навесных деталей, называется *гибридной* (ГИМС).

Поскольку и полупроводниковая, и пленочная технологии имеют свои достоинства, то при производстве *микросборок*, выполняющих более сложные функции, чем ИМС, и состоящих из сочетания элементов, компонентов и ИМС, используют сочетание обеих технологий.

Количественную оценку параметров ИМС производят с использованием двух наиболее важных показателей: уровня интеграции и плотности упаковки. Десятичный логарифм от уровня интеграции — количества N входящих в ИМС элементов, округленного до ближайшего большего целого числа, т. е. $K = \lg N$, называют степенью интеграции ИМС. ИМС первой степени интеграции ($K = 1$) имеют до 10 элементов, второй — до 100 ($K = 2$) и т. д. Количество элементов и компонентов, содержащихся в 1 см^3 объема ИМС, называют *плотностью упаковки*. Современные полупроводниковые ИМС имеют $K = 6$, а плотность упаковки может достигать 10^5 эл./ см^3 и более, при этом размеры отдельных элементов не превышают 1 мкм. Площадь полупроводникового кристалла ИМС в зависимости от сложности составляет 0,3...0,6 мм^2 (площадь кристаллов, применяемых в ЭВМ, достигает 40 мм^2 и более).

Исходным материалом для изготовления полупроводниковых ИМС являются пластины кремния толщиной не более 50 мкм и диаметром до 100 мкм, называемые подложкой. В ИМС последних поколений вместо кремния используют арсенид галлия. В основе формирования элементов на подложке лежит *планарная технология* с двумя ее разновидностями: планарно-диффузионной и планарно-эпитаксиальной.

При планарно-диффузионной технологии исходную пластину монокристалла, в которой формируют p — n -переход, покрывают тонким защитным слоем диэлектрика. После этого способом фотолитографии изготавливают первую оксидную маску, для чего в защитном слое делают отверстия (окна) требуемой конфигурации по числу необходимых p — n -переходов. Для этого защитный слой покрывают тонким слоем светочувствительной

эмульсии — фоторезиста, на поверхность которого проектируют требуемый рисунок маски. После этого изображение проявляется, и засвеченные участки фоторезиста стравливаются, обнажая защитный слой. С помощью травления обнаженные участки защитного слоя растворяют, и таким образом формируется требуемая совокупность окон. Через полученные окна производят диффузию необходимых примесей в исходную подложку кремния.

Планарно-эпитаксиальная технология дает возможность наращивать полупроводниковый слой на подложку любого типа проводимости, при котором кристаллическая структура наращенного слоя является продолжением кристаллической структуры подложки. Состав наращенного слоя (эпитаксиальной пленки) может отличаться от состава подложки. Наращивая эпитаксиальный слой n -типа на подложку из кремния p -типа, можно сформировать p — n -переход, причем однородный по структуре эпитаксиальный слой может служить основой для изготовления других p — n -переходов, если его покрыть защитным слоем, а затем повторить технологический процесс, изложенный при рассмотрении планарно-диффузионной технологии.

Рассмотрим некоторые технологические приемы планарной технологии.

Окисление исходного кремния производят при температуре около 1000°C в среде влажного кислорода до образования на поверхности пластины кремния диэлектрической пленки диоксида кремния (SiO_2) толщиной до 2 мкм.

Фотолитографию используют для защиты отдельных участков кремниевой пластины при создании окон. На поверхность пластины наносят слой фоторезиста, который засвечивают через шаблон с прозрачными и непрозрачными участками в соответствии с количеством и конфигурацией окон. После обработки фотослоя отдельные его участки вытравливают, чем обеспечивается локальный доступ к поверхности пластины.

Травление — операция, при которой образовавшаяся на поверхности пластины пленка SiO_2 растворяется плавиковой кислотой на незащищенных участках.

Диффузия — операция по формированию p — n -переходов на заданных участках полупроводника. Пластину кремния помещают в термостат с температурой около 1200°C , содержащий газ с необходимыми примесями, диффундирующими в исходный полупроводник через окна в пленке SiO_2 . Изменяя тип и концентрацию примесей, можно получить требуемую многослойную p — n -структуру в кристалле полупроводника.

Эпитаксия — операция по наращиванию при высокой температуре слоя полупроводника одного типа проводимости на поверхности исходной пластины полупроводника другого типа

проводимости. При этом, как было указано ранее, наращенный слой в точности повторяет кристаллическую структуру исходного материала.

Напыление — операция по созданию проводников и контактных площадок посредством осаждения в вакууме паров соответствующих материалов на поверхность кристалла через маску.

Ионное легирование — операция, заключающаяся в облучении полупроводниковой пластины ускоренными до необходимой скорости ионами примеси.

Подложка с совокупностью элементов и компонентов, изготовленных по описанным технологическим приемам и методам, должна быть конструктивно оформлена в целях защиты ее от воздействия окружающей среды. Для этого осуществляют герметизацию ИМС с помощью изоляционных материалов или с использованием методов вакуум-плотной герметизации. При герметизации изоляционными материалами кристалл полупроводниковой или подложку гибридной ИМС покрывают слоем лака или компаунда. При вакуум-плотной герметизации кристалл или подложку помещают в герметизированный корпус прямоугольной или круглой формы.

На рис. 7.15 в качестве примера показан общий вид конструкции ИМС с прямоугольным корпусом. Соединение ИМС с внешними выводами осуществляют золотыми или алюминиевыми проводниками.

В зависимости от материала различают металlostеклянные, металлокерамические, керамические и пластмассовые корпуса. Металlostеклянный корпус состоит из металлической крышки 2 и стеклянного или металлического основания 1, снабженного выводами 3 через стеклянные изоляторы. Основание металлокерамического корпуса выполняют из керамики и соединяют с металлическим корпусом посредством заливки компаундом. Керамический корпус состоит из керамических крышки и основания, соединенных пайкой. Пластмассовый корпус получают посредством опрессовки кристалла или подложки в пластмассу, снабженную рамкой и выводами.

7.3.2. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы и их элементы

По своему функциональному назначению ИМС делятся на цифровые и аналоговые. Цифровые (логические) ИМС, принцип работы которых базируется на использовании аппарата математической логики, представляют собой устройства с несколькими входами m и выходами n , реализующие определенную логическую функцию

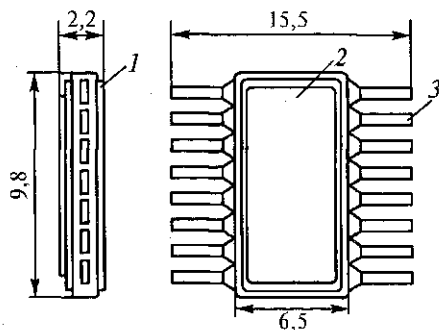


Рис. 7.15. Конструкция интегральной микросхемы с прямоугольным корпусом:

1 — основание; 2 — крышка; 3 — выводы

$$y_j = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_m),$$

где $j = 1, 2, 3, \dots, n$; x_i — информационные значения входных сигналов, равные логической единице и логическому нулю; y_j — информационные значения выходных сигналов, которые в зависимости от значений x_i также могут принимать лишь значения логических единицы или нуля.

Для представления двоичных переменных в электронных устройствах используют электрические сигналы. Существует два способа представления: потенциальный и импульсный. При потенциальном способе двум значениям истинности, равным единице или нулю, соответствуют два различных потенциала. Например, проводящее состояние диода соответствует логическому нулю, непроводящее — логической единице. При импульсном способе двум значениям истинности соответствует наличие или отсутствие импульсного сигнала в определенные моменты времени.

Среди наиболее часто встречающихся логических функций можно отметить логическое отрицание «НЕ», логическое сложение «ИЛИ», логическое умножение «И», используя сочетание которых можно реализовать логическую функцию любой сложности и, таким образом, создать сколь угодно сложное в функциональном отношении цифровое устройство. Именно поэтому цифровые ИМС являются базой для создания современных цифровых устройств обработки информации и, в первую очередь, ЭВМ последних поколений.

Аналоговые ИМС представляют собой устройства, которые обеспечивают почти пропорциональную зависимость между входными и выходными сигналами. Аналоговые ИМС разделяются на информационные и силовые. Информационные ИМС осуществ-

ляют функции усиления, генерации, сравнения, модуляции, присущие информационной электронике, а силовые — функции преобразования параметров потока электрической энергии, присущие силовой электронике.

Среди аналоговых ИМС можно выделить интегральные усилители, разделяемые на три группы: с одним входом и одним выходом, с двумя входами и одним выходом и двумя входами и двумя выходами.

К первой группе относятся усилители постоянного или переменного напряжения и усилители мощности, которые обычно содержат двух- или трехкаскадный усилитель на биполярных или МДП-транзисторах.

Ко второй группе относятся операционные усилители, являющиеся усилителями постоянного тока с очень большими коэффициентами усиления и входным сопротивлением, а также малым выходным сопротивлением.

К третьей группе усилителей относятся дифференциальные усилители постоянного тока, обеспечивающие усиление разности значений двух сигналов, подаваемых на входы относительно общей точки (земли). Выходные напряжения идеального симметричного дифференциального усилителя пропорциональны разности входных напряжений.

Наиболее сложными элементами полупроводниковых ИМС являются транзисторы. Наиболее часто применяют биполярные и полевые (с МОП-структурой) транзисторы, для формирования $p-n$ -переходов которых используют, как правило, планарно-эпитаксиальную технологию.

В качестве диодов наиболее целесообразно по конструктивно-технологическим соображениям использовать биполярные транзисторы в диодном включении, т.е. один $p-n$ -переход, когда база транзистора соединена с эмиттером или коллектором.

Для изготовления резисторов ИМС используют базовый или эмиттерный слои транзисторной структуры, при этом изоляция резистора от других элементов и подложки осуществляется с помощью одного или нескольких $p-n$ -переходов, включенных встречно и соединенных последовательно. Сопротивление таких резисторов находится в диапазоне от 10 Ом до 50 кОм.

В качестве конденсаторов в полупроводниках ИМС используют емкости смещенных в обратном направлении $p-n$ -переходов (барьерные емкости) биполярных транзисторов или емкости МОП-транзисторов, формируемые в изолированных друг от друга слоях полупроводника n -типа в едином технологическом процессе с другими транзисторными структурами. Недостатком таких конденсаторов является малая емкость (сотни пикофарад), обусловленная малыми размерами $p-n$ -переходов.

Индуктивные элементы в ИМС используются крайне редко из-за весьма больших сложностей получения даже малых значений индуктивностей.

В гибридных ИМС в качестве подложки используют пластину из диэлектрического материала, на которой, например, посредством напыления через маски формируют пленочные резисторы, конденсаторы, дроссели, контактные площадки и проводники. Бескорпусные диоды, транзисторы, полупроводниковые микросхемы и другие элементы, которые не могут быть выполнены в виде пленок, присоединяются к контактным площадкам посредством пайки или микросварки.

Пленочные резисторы выполняют на основе чистых металлов, сплавов и микрокомпозиции. В качестве резистивных материалов на основе чистых металлов применяют хром или тантал. Резистивными материалами на основе сплавов являются нихром, а также нитриды, карбиды и силициды хрома, вольфрама и тантала. Микрокомпозиции по электрическим свойствам приближаются к сплавам металлов.

Нанесение тонких пленок на подложку производят с использованием различных технологических методов, позволяющих в сочетании с фотолитографией получить резисторы необходимой конфигурации и размеров. Пленочные резисторы имеют обычно прямоугольную или плоскую спиралеобразную форму. Сопротивление таких резисторов находится в диапазоне от 100 Ом до 50 кОм при номинальной мощности 0,2 Вт.

Пленочный конденсатор имеет трехслойную (или многослойную) структуру, состоящую из металлических слоев (обкладок конденсатора) с диэлектрическим слоем между ними. Емкость пленочных конденсаторов может достигать нескольких десятков тысяч пикофард при номинальном напряжении до 15 В.

Катушки индуктивностей выполняют в виде круглых и прямоугольных пленочных спиралей, они имеют индуктивности не более 10 мкГн. Поэтому в гибридных ИМС чаще применяют дискретные индуктивности в микроминиатюрном исполнении.

Объединение элементов и компонентов в гибридную ИМС осуществляют при помощи пленочных проводников и контактных площадок, для напыления которых наиболее пригодными материалами являются золото, серебро, медь и алюминий, используемые в сочетании с подслоями никеля, хрома и нихрома.

Крепление навесных компонентов к контактным площадкам осуществляется пайкой, ультразвуковой сваркой, лучом лазера (компоненты с жесткими выводами) или пайкой и клеем (компоненты с гибкими выводами).

Обозначение ИМС включает в себя четыре элемента.

Первый элемент (цифра) обозначает группу ИМС: 1.5.7 — полупроводниковые; 2.4.6.8 — гибридные; 3 — прочие (например, пленочные).

Второй элемент (число) обозначает номер разработки.

Третий элемент (две буквы) обозначает подгруппу и вид ИМС по функциональному назначению. Например, ЛИ — логический элемент, ТД — триггер динамический, УД — операционный усилитель и т. д.

Четвертый элемент (число) обозначает номер ИМС в серии по функциональному признаку.

В качестве примера приведем содержание элементов условных обозначений некоторых ИМС.

ИМС К140УД14А: К — микросхема для электронных устройств широкого применения; 1 — полупроводниковая; 40 — порядковый номер серии (серия 140); УД — операционный усилитель; 14 — порядковый номер операционного усилителя в серии 140; А — с коэффициентом усиления определенной величины.

ИМС 284КН1: 2 — гибридная; 84 — порядковый номер серии (серия 284); КН — коммутатор; 1 — порядковый номер коммутатора в серии 284.

ГЛАВА 8

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

8.1. ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА ИНДИКАЦИИ

Системы отображения зрительной информации, обеспечивающие связь между человеком и машинными компонентами системы, широко используются в электронике. Наиболее перспективными являются три вида оптоэлектронных индикаторных приборов: газоразрядные, полупроводниковые и жидкокристаллические.

Различают *активные* и *пассивные индикаторы*. В активных индикаторах электрический сигнал преобразуется в световое излучение, а в пассивных под воздействием электрического сигнала локально изменяются оптические свойства среды и создается контрастное относительно общего фона индикатора изображение, видимое лишь при наличии внешнего светового потока.

Газоразрядные индикаторы. В таких индикаторах применяют газоразрядные приборы самостоятельного тлеющего разряда с холодным катодом, в которых используется явление протекания тока через газоразрядный промежуток. Носителями заряда в этих приборах кроме электронов являются ионы инертного газа, наполняющего баллон при большом разрежении. В пространстве, заполненном свободными электронами и ионами, столкновения между ними приводят к образованию нейтральных атомов — рекомбинации, сопровождающейся излучением энергии в пространство, обычно в видимой части спектра. При этом наблюдается свечение газа.

Возникновение и поддержание процесса ионизации в газоразрядных приборах возможно лишь при приложении к электродам прибора определенного напряжения возникновения разряда, величина которого зависит от типа и давления газа и расстояния между электродами. Дальнейшее поддержание разряда в приборе обеспечивается при меньшем напряжении (напряжении горения). Для нормальной работы в режиме тлеющего разряда последовательно с прибором включают балластный резистор r_6 (рис. 8.1, б).

Отечественные газоразрядные приборы наполняют разреженным неоном. В баллоне размещены холодные катоды, выполненные из нихромовой проволоки в виде цифр, букв или знаков,

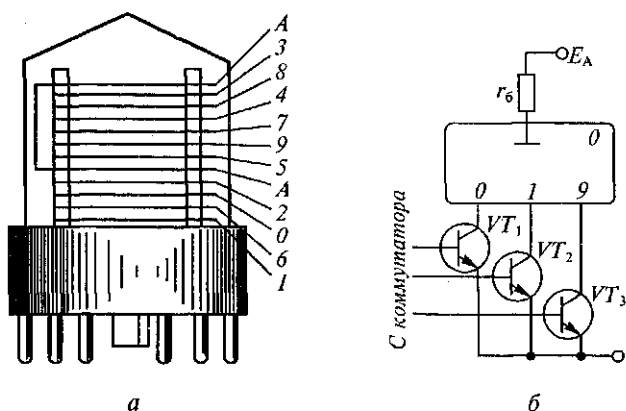


Рис. 8.1. Конструкция (а) и схема включения (б) цифрового индикатора

и один или два анода из тонкой сетки. На рис. 8.1, а представлена конструкция цифрового индикатора, содержащего десять катодов в форме арабских цифр от 0 до 9 и два анода А. При приложении напряжения к аноду и одному из катодов вокруг катода возникает оранжевое свечение, позволяющее прочесть соответствующую цифру. Напряжение возникновения разряда составляет 170...200 В, напряжение горения — 100...150 В. Одна из возможных схем включения цифрового индикатора изображена на рис. 8.1, б. В цепи катодов 0...9 включены биполярные транзисторы, управляемые сигналами, поступающими из коммутатора. Коммутатор предназначен для распределения сигналов по цепям катодов для высвечивания требуемой цифры. При поступлении с коммутатора импульса, включающего соответствующий транзистор, к связанному с ним катоду прикладывается отрицательный потенциал, переводящий разряд на этот катод. При этом светящаяся цифра фиксирует количество счетных импульсов данного числового разряда. Число цифровых индикаторов устройства равно максимально возможному числу разрядов контролируемой величины.

Полупроводниковые индикаторы. Основой для таких индикаторов являются светодиоды — полупроводниковые диоды, генерирующие управляемое видимое или невидимое излучение в результате действия электрического тока $p-n$ -перехода. При приложении к светодиоду напряжения в прямом направлении в приборе возникает световое излучение. В процессе рекомбинации неосновных носителей заряда в области $p-n$ -перехода образуются кванты света — фотоны, которые частично поглощаются объемом полупроводника, а частично выделяются в окружающее пространство, что может быть зафиксировано зрительно. Яркость излучения светодиода в достаточно широком диапазоне пропорцио-

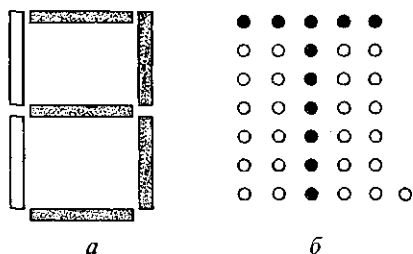


Рис. 8.2. Системы высвечивания полупроводниковых индикаторов: *а* — семисегментная; *б* — матричная

нальна величине тока, протекающего через переход. Желаемый цвет (красный, зеленый, желтый) излучения получают посредством введения в полупроводник соответствующих легирующих примесей.

Полупроводниковые индикаторы применяют для отображения информации на пультах и табло, передачи цифровой и буквенной информации в системах контро-

ля и управления, отображения выходных данных вычислительных машин и показаний цифровых измерительных приборов.

Конфигурация высвечиваемых элементов в полупроводниковых индикаторах осуществляется с использованием семисегментной или матричной системы. Семисегментная система (рис. 8.2, *а*), являющаяся цифровым индикатором, дает возможность воспроизводить десять цифр и несколько букв. Матричная система (рис. 8.2, *б*) может представлять при помощи 36 светящихся точек любую цифробуквенную и знаковую информацию.

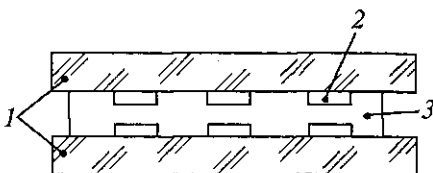
Полупроводниковые индикаторы обладают ярким и чистым свечением, малым энергопотреблением и удобством управления.

Жидкокристаллические индикаторы. Этот вид индикаторов относится к пассивным индикаторам, требующим внешнего освещения. Жидкими кристаллами называют вещества, обладающие текучестью жидкостей и оптическими свойствами кристаллов. Жидкокристаллическое состояние этих веществ, в котором одновременно сочетаются свойства жидкости (текучесть) и кристалла (оптическая анизотропия), проявляются в интервале между температурой превращения вещества в однородную прозрачную жидкость и температурой кристаллизации вещества. Жидкие кристаллы обладают фотоупругостью, пьезоэлектрическими свойствами, ориентируются в магнитном и электрическом полях, могут отражать и преломлять свет. Их структура легко изменяется под воздействием электрического и магнитного полей, температуры и излучения.

В жидкокристаллических индикаторах используется электрооптический эффект, наблюдаемый в тонких слоях (десятки микрон) жидких кристаллов и заключающийся в следующем. Если к прозрачному слою жидкого кристалла, обладающему низкой электропроводностью, приложить электрическое поле, то сильно вытянутые (нитевидные) молекулы ориентируются поперек поля, а возникающий при диссоциации (распадении молекул на

Рис. 8.3. Конструкция жидкокристаллического индикатора:

1 — стеклянные пластины; 2 — электроды; 3 — жидкий кристалл



более простые частицы — атомы, ионы или радикалы) поток ионов стремится нарушить эту ориентацию. При достижении током проводимости определенного значения в слое возникает состояние турбулентности, при котором ранее упорядоченная структура разрушается, беспрерывно и хаотически изменяется показатель преломления участков жидкости, что вызывает рассеяние света внешнего источника. Слой жидкого кристалла в зоне действия электрического поля теряет прозрачность и становится молочно-белым.

Конструктивно жидкокристаллический индикатор представляет собой две параллельные стеклянные пластины 1 (рис. 8.3), промежуток между которыми заполняется слоем жидкого кристалла 3. На внутренних сторонах пластин формируются непрозрачные электроды 2 из окиси олова или индия.

У индикаторов, работающих на отраженном свете, один из электродов выполняют зеркально отражающим из алюминия или никеля. Вся конструкция герметизируется. Благодаря малой толщине слоя жидкого кристалла управляющее напряжение переменного тока, исключающего электролитические явления, удается уменьшить до 10 ... 20 В.

Жидкокристаллические индикаторы применяют в измерительных цифровых приборах, табло, экранах малокадрового телевидения. К достоинствам таких индикаторов относятся высокая контрастность, малое энергопотребление и технологичность. К недостаткам можно отнести существенную зависимость параметров индикаторов от температуры, относительно узкий диапазон рабочих температур (10 ... 50 °С), низкое быстродействие (десятки миллисекунд) и необходимость во внешнем источнике освещения.

8.2. ВЫПРЯМИТЕЛИ И СТАБИЛИЗАТОРЫ

8.2.1. Выпрямители

Выпрямителем называют электронное устройство, обеспечивающее преобразование электроэнергии переменного тока в электроэнергию пульсирующего (однонаправленного) тока с той или иной степенью приближения к постоянному.

В общем случае выпрямитель может быть представлен в виде блок-схемы, представленной на рис. 8.4.

Трансформатор 1 предназначен для согласования величин входного и выходного напряжений выпрямителя, а также гальванического разделения питающей сети и нагрузки. В некоторых случаях на трансформатор возлагаются также функции регулирования выходного напряжения за счет изменения его коэффициента трансформации. Вентильный блок 2 через фильтр 3 осуществляет выпрямление переменного тока в цепи нагрузки 4. Если вентильный комплект выпрямителя выполнен на управляемых вентилях, то в структуру выпрямителя входит блок 5, включающий в себя устройство управления вентилями, обеспечивающее подачу на вентили управляющих сигналов в соответствии с заданным алгоритмом регулирования режимов работы выпрямителя. Для обеспечения нормальной эксплуатации выпрямителя и защиты его от повреждений в аварийных режимах в его структуру входит еще блок 6 защиты и сигнализации, а также встроенной диагностики.

В некоторых случаях отдельные элементы в выпрямителе могут отсутствовать, например, бестрансформаторные выпрямители или выпрямители без выходных фильтров (как правило, многофазные).

Выпрямители могут быть классифицированы по следующим основным признакам:

по числу фаз источника питания различают однофазные и многофазные выпрямители;

по возможности регулирования величины выходного напряжения — неуправляемые и управляемые выпрямители;

по структуре вентильного комплекта — мостовые и со средней точкой;

по типу вентиля вентильного комплекта — диодные, транзисторные, тиристорные, комбинированные (диодно-тиристорные).

Иногда выпрямители классифицируют по мощности и величине выходного напряжения, но эта классификация весьма условна. Обычно по мощности выделяют выпрямители малой (единицы киловатт), средней (десятки киловатт) и большой (свыше ста ки-

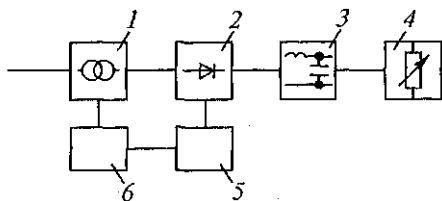


Рис. 8.4. Блок-схема выпрямителя:

1 — трансформатор; 2 — вентильный блок; 3 — фильтр; 4 — нагрузка; 5 и 6 — блоки управления, защиты и сигнализации

ловатт) мощности, а по напряжению — низкого (до 250 В), среднего (до 1000 В) и высокого (свыше 1000 В) напряжения.

Разделение выпрямителей по мощности имеет значение для выбора структуры вентильного комплекта, типа применяемых приборов и методов расчета параметров и характеристик выпрямителя и его элементов.

Характер нагрузки также может быть классификационным признаком, и в зависимости от этого различают выпрямители, работающие на активную, активно-индуктивную нагрузку и нагрузку, содержащую ЭДС.

При проектировании и разработке выпрямителей необходимо знать условия работы их элементов и определить их параметры.

Для точного определения характеристик и параметров выпрямителя и его элементов проводят детальный анализ электромагнитных процессов, происходящих в выпрямителе, выполнить который с учетом реальных параметров элементов выпрямителя крайне сложно. В то же время при принятии некоторых допущений, не искажающих физику происходящих процессов, но в определенной степени идеализирующих характеристики элементов выпрямителя, можно получить достаточно простые и наглядные расчетные соотношения, которые при необходимости можно уточнять. Такими уточнениями являются: трансформатор без потерь, вентили — идеальные ключи, направление источника — синусоидальное.

Рассмотрим процесс выпрямления переменного тока на примере простейшего однофазного однополупериодного идеализированного выпрямителя с принципиальной схемой, изображенной на рис. 8.5, *а* и состоящей из трансформатора Tr , диода VD и нагрузочного резистора R_d^* . К первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение питающей сети. Тогда в случае идеального трансформатора на его вторичной обмотке также будет синусоидальное напряжение.

При полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора, указанной на рис. 8.5, *а* (интервал времени от 0 до π на рис. 8.5, *б*), к диоду приложено напряжение вторичной обмотки трансформатора в прямом направлении и он находится в проводящем состоянии, а падение напряжения на нем практически равно нулю. При этом все напряжение вторичной обмотки трансформатора прикладывается к нагрузке и по ней, вторичной обмотке трансформатора, и диоду протекает ток i_d .

На интервале времени от π до 2π напряжение на вторичной обмотке трансформатора имеет противоположную полярность,

* Индекс d (от англ. *direct* — прямой) используется в электронике для обозначения элементов, характеристик и параметров на стороне постоянного тока.

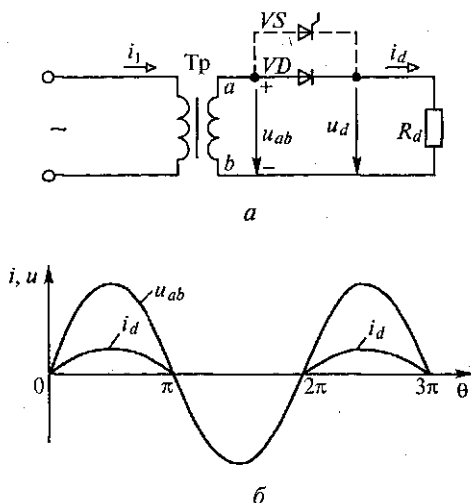


Рис. 8.5. Однофазный однополупериодный выпрямитель:
а — схема; б — диаграмма тока и напряжения на элементах схемы

диод VD находится в непроводящем состоянии и к нему в обратном направлении прикладывается напряжение вторичной обмотки трансформатора. При этом напряжение на нагрузке равно нулю, а ток в ней, во вторичной обмотке трансформатора и в диоде отсутствует. Далее процессы в выпрямителе повторяются.

Таким образом, к нагрузочному резистору R_d прикладывается напряжение только одной полярности (выпрямленное напряжение) и по нему будет протекать ток только одного направления.

Среднее значение выпрямленного напряжения за указанный период

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}U_2}{2\pi} \approx 0,45U_2, \quad (8.1)$$

где U_2 — действующее напряжение на вторичной обмотке трансформатора; $\theta = \omega t$.

Поскольку при активной нагрузке ток в ней повторяет форму приложенного к нагрузке напряжения, то среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_d}. \quad (8.2)$$

В настоящее время наиболее распространенным способом изменения величины выпрямленного напряжения является непосредственное воздействие на ключевые элементы вентильного

комплекта, которые в этом случае должны быть управляемыми (например, тиристоры). Тогда, изменяя момент включения тиристора на интервале его проводящего состояния (изменяя угол регулирования α), можно изменять величину выпрямленного напряжения. Часто такой способ, называемый *фазовым регулированием*, сочетают с изменением коэффициента трансформатора (зонно-фазовое регулирование). В этом случае получают более высокие значения коэффициента мощности выпрямителя.

Однофазные (двухполупериодные) выпрямители. Среди таких выпрямителей наиболее часто применяют выпрямители со средней точкой (нулевым выводом) на вторичной обмотке трансформатора (при относительно небольших мощностях) и мостовые выпрямители (при больших мощностях).

Принципиальная схема силовой цепи идеализированного выпрямителя со средней точкой представлена на рис. 8.6, а, а диаграммы токов и напряжений на элементах силовой цепи при активной нагрузке (ключ S замкнут) — на рис. 8.6, б.

Если угол регулирования $\alpha = 0$, то в момент времени $\theta = \omega t = 0$ при переходе кривой напряжения на вторичной обмотке трансформатора u_2 через нуль из отрицательной области в положительную (полярность напряжения на рис. 8.6, а указана без кружков) и подаче управляющего сигнала на тиристор VS_1 последний включается и к нагрузке прикладывается напряжение $u_d = u_{ao}$. Под действием этого напряжения по нагрузке, секции ao вторичной обмотки трансформатора и через тиристор VS_1 начинает протекать ток $i_d = \frac{u_d}{R_d}$ (рис. 8.6, б). На интервале времени от

0 до $\theta = \pi$ к тиристор VS_2 прикладывается обратное напряжение, равное u_{ab} .

Проводящее состояние тиристора VS_1 будет продолжаться до момента времени $\theta = \pi$, после которого полярность напряжения на вторичной обмотке трансформатора изменяется и при подаче управляющего сигнала на тиристор VS_2 последний включается и через него, секцию bo вторичной обмотки трансформатора начинает протекать ток i_d . К выключившемуся тиристор VS_1 прикладывается в обратном направлении напряжение $u_{ab} = \frac{u_2}{2}$ (см. рис. 8.6, б).

Через полупериод, начиная с $\theta = 2\pi$, процессы в выпрямителе повторяются, т.е. выключается тиристор VS_2 , включается VS_1 и т.д.

В результате к нагрузке прикладывается выпрямленное напряжение u_d , содержащее постоянную и переменную составляющие (см. рис. 8.6, б).

Среднее значение (постоянная составляющая) выпрямленного напряжения

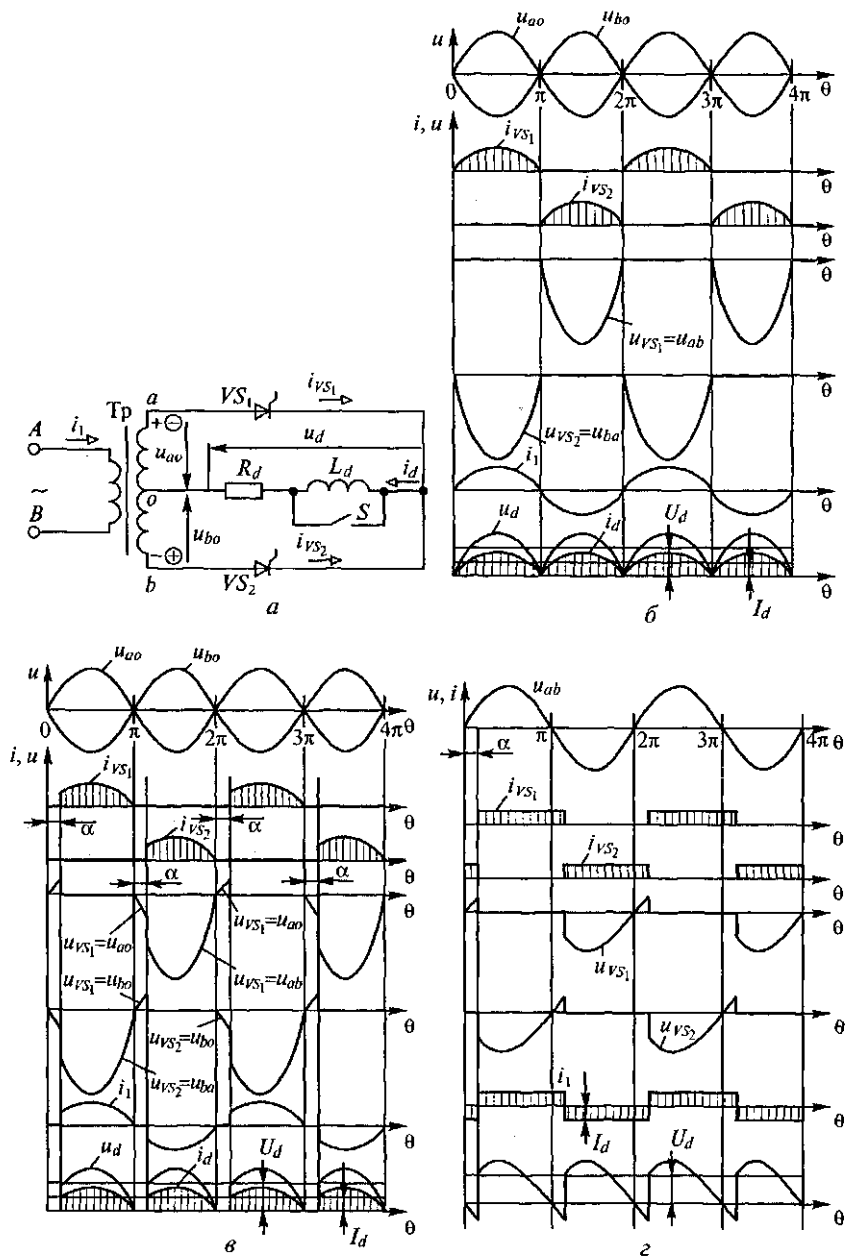


Рис. 8.6. Однофазный двухполупериодный выпрямитель со средней точкой и диаграммы токов и напряжений на элементах схемы:

a — принципиальная схема; b — при активной нагрузке и угле $\alpha = 0$; c — при активной нагрузке и угле $\alpha > 0$; d — при активно-индуктивной нагрузке $\omega L_d = \infty$ и $\alpha > 0$

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} \frac{U_2}{2} \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,45U_2, \quad (8.3)$$

где U_2 — действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_d}. \quad (8.4)$$

Как видно из сравнения соотношений (8.1), (8.2) и (8.3), (8.4), в однополупериодной и двухполупериодной со средней точкой схемах выпрямителя средние значения выпрямленных напряжений и токов совпадают.

При активной нагрузке и угле регулирования $\alpha > 0$ диаграммы токов и напряжений, характеризующие работу выпрямителя, представлены на рис. 8.6, в.

Начиная с момента времени $\theta = 0$ до момента времени $\theta = \alpha$ оба тиристора находятся в непроводящем состоянии и к ним приложены напряжения $u_2/2$. При этом полярность напряжения на вторичной обмотке трансформатора соответствует указанной на рис. 8.6, а (без кружков). При подаче в момент времени $\theta = \alpha$ управляющего сигнала на тиристор VS_1 последний включается и через него, секцию ao вторичной обмотки трансформатора и нагрузку протекает ток $i_d = i_2 = i_{VS_1}$. При этом к нагрузке будет приложено напряжение секции ao вторичной обмотки трансформатора. Начиная с этого момента времени к тиристорам VS_2 будет приложено в обратном направлении напряжение вторичной обмотки трансформатора.

Тиристор VS_1 находится в проводящем состоянии до момента времени $\theta = \pi$, когда ток через него, повторяющий по форме напряжение u_{ao} , снизится до нуля. После смены полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора при подаче в момент времени $\theta = \pi + \alpha$ управляющего сигнала на тиристор VS_2 он включится и через него, секцию bo вторичной обмотки трансформатора будет протекать ток $i_d = i_2 = i_{VS_2}$. Далее указанные процессы повторяются через каждый полупериод. Изменяя момент времени подачи управляющих сигналов на тиристоры VS_1 и VS_2 , т.е. угол регулирования α , можно изменять величину выпрямленного напряжения.

При разомкнутом ключе S (см. рис. 8.6, а) в цепь нагрузки включается индуктивность L_d , существенным образом изменяющая электромагнитные процессы в силовой цепи выпрямителя.

Диаграммы токов и напряжений, характеризующие работу выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку с допущением

$L_d = \infty$, представлены на рис. 8.6, *г*. В этом случае ток нагрузки не имеет пульсаций и $i_d = I_d = \text{const}$.

Наличие индуктивности в цепи нагрузки выпрямителя приводит к тому, что после прохождения напряжения секции вторичной обмотки трансформатора через нуль, через тиристор, находящийся в проводящем состоянии, и нагрузку будет протекать ток за счет энергии, запасенной в индуктивности нагрузки.

При полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора, показанной на рис. 8.6, *а* без кружков, после момента времени $\theta = \pi$ тиристор VS_1 будет продолжать проводить ток и после того, как напряжение на вторичной обмотке трансформатора изменит свою полярность. При $L_d = \infty$ тиристор может теоретически бесконечно долго оставаться в проводящем состоянии. Однако для реализации процесса выпрямления и регулирования величины выпрямленного напряжения в момент времени $\theta = \pi + \alpha$ необходимо подать управляющий сигнал на тиристор VS_2 . Этот тиристор включится, а тиристор VS_1 выключится, и тиристор VS_2 будет проводить ток нагрузки до того момента времени, пока снова не будет подан управляющий сигнал на тиристор VS_1 . Особенность работы выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку заключается в том, что в кривой выпрямленного напряжения на интервалах времени $0 \dots \alpha, \pi, \dots, \pi + \alpha$ и т.д. появляются участки, на которых мгновенное значение выпрямленного напряжения отрицательно, а ток в нагрузке поддерживается за счет запасенной в ее индуктивности энергии.

Величина среднего значения выпрямленного напряжения может быть найдена по соотношению

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} \frac{U_2}{2} \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha,$$

из которого видно, что после угла $\alpha > \pi/2$ среднее значение U_d становится отрицательным и энергия, запасенная в нагрузке, отдается источнику питания. Возврат энергии от нагрузки к источнику питания соответствует *режиму инвертирования выпрямителя*, при котором энергия постоянного тока превращается в энергию переменного тока с частотой, равной частоте переменного тока источника энергии.

Остальные соотношения, характеризующие работу выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку, аналогичны полученным ранее.

Выпрямители со средней точкой применяют при относительно небольших мощностях нагрузки, что обусловлено низким использованием мощности трансформатора. Наиболее часто в выпрямительных установках используют *мостовые схемы*, обладающие более высокими энергетическими показателями.

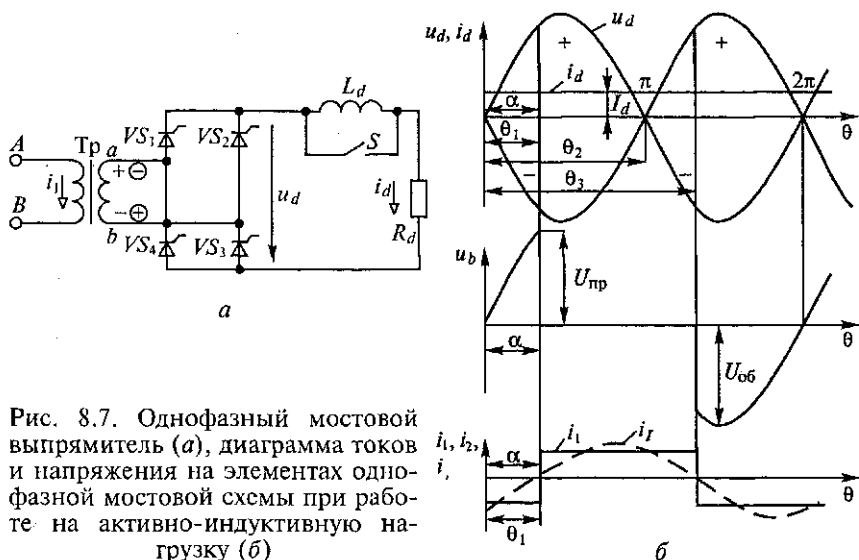


Рис. 8.7. Однофазный мостовой выпрямитель (а), диаграмма токов и напряжения на элементах однофазной мостовой схемы при работе на активно-индуктивную нагрузку (б)

Принципиальная схема силовой цепи однофазного мостового выпрямителя приведена на рис. 8.7, а, а диаграммы токов и напряжения, иллюстрирующие ее работу на активно-индуктивную нагрузку при $\alpha > 0$, — на рис. 8.7, б.

Как и ранее, полагаем, что $L_d = \infty$, т.е. ток нагрузки идеально сглажен.

В отличие от схемы со средней точкой в мостовой схеме в каждом полупериоде ток нагрузки проводят два вентиля. Например, при показанной без кружков полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора (рис. 8.7, а) в интервале времени от 0 до $\theta_1 = \alpha$ ток нагрузки проводят тиристоры VS_2 и VS_4 , а в интервале времени от α до $(\pi + \alpha)$ — тиристоры VS_1 и VS_3 и т.д.

Кривая выпрямленного напряжения аналогична кривой выпрямленного напряжения выпрямителя со средней точкой, но в мостовом выпрямителе мгновенное значение выпрямленного напряжения вдвое больше, поскольку к нагрузке при проводящем состоянии тириستоров прикладывается все напряжение вторичной обмотки трансформатора.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha \approx 0,9 U_2.$$

Сравнивая мостовую схему выпрямления со схемой со средней точкой, можно отметить, что при равных выпрямленных напряжении и токе в мостовой схеме необходимо вдвое большее

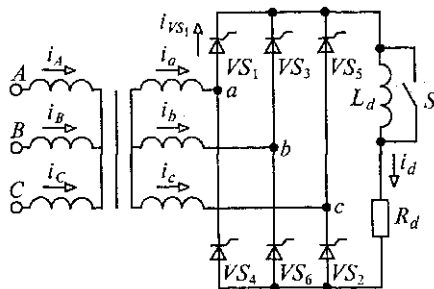


Рис. 8.8. Трехфазный мостовой выпрямитель

количество вентилях, рассчитанных на вдвое меньшее напряжение. При этом в мостовом выпрямителе гораздо лучше используется трансформатор. Поэтому мостовые выпрямители нашли широкое применение в различных электронных устройствах, в том числе и большой мощности.

В промышленных установках значительной мощности для получения постоянного напряжения используют *трехфазные выпрямители*. Принципиальная схема силовой цепи трехфазного мостового тиристорного выпрямителя приведена на рис. 8.8.

В таком выпрямителе управляющие сигналы на тиристоры подают с задержкой на угол α относительно моментов времени перехода через нуль в положительную область линейных напряжений источника питания.

В результате этого среднее значение выпрямленного напряжения, сформированного из соответствующих отрезков линейных напряжений источника, можно регулировать.

Расчетная мощность трансформатора, рассматриваемого выпрямителя, практически равна мощности выпрямленного тока, а величина максимального напряжения, прикладываемого к тиристорам, также практически равна величине среднего значения выпрямленного напряжения. Эти обстоятельства обусловили широкое применение трехфазных мостовых выпрямителей во многих устройствах силовой электроники.

8.2.2. Стабилизаторы

Стабилизатором напряжения или тока называют устройство, обеспечивающее автоматическое поддержание напряжения или тока в нагрузке с заданной степенью точности.

Напряжение на нагрузке может изменяться как под воздействием внешних факторов (колебания напряжения источника питания), так и при изменении параметров нагрузки, приводящим к изменению протекающего по ней тока. Особенно необходимо применение стабилизаторов при питании различных электрон-

ных устройств, чувствительных к нестабильности питающего напряжения (ЭВМ, телевизоры и др.).

В качестве классификационных признаков для стабилизаторов используют:

род стабилизируемой величины (стабилизаторы напряжения и тока);

способ стабилизации (параметрические и компенсационные стабилизаторы).

Основным показателем качества работы любого стабилизатора является *коэффициент стабилизации* $k_{ст}$ (по напряжению или току), который для стабилизатора напряжения определяется по формуле

$$k_{стU} = \frac{\Delta U_{вх} U_{н}}{U_{вх} \Delta U_{н}},$$

где $\Delta U_{вх}$ и $\Delta U_{н}$ — изменения напряжения соответственно на входных и выходных зажимах стабилизатора; $U_{вх}$ и $U_{н}$ — номинальные значения соответственно напряжений на входных и выходных зажимах стабилизатора.

Для стабилизатора тока

$$k_{стI} = \frac{\Delta U_{вх} I_{н}}{U_{вх} \Delta I_{н}},$$

где $\Delta I_{н}$ и $I_{н}$ — соответственно изменение и номинальное значение тока на выходе стабилизатора.

В параметрических стабилизаторах используют приборы (стабилитроны, лампы накаливания) с нелинейной ВАХ, имеющей относительно пологий участок, на котором напряжение или ток мало зависят от дестабилизирующих факторов.

В компенсационных стабилизаторах постоянство стабилизируемой величины обеспечивается за счет автоматического регулирования входного напряжения или тока стабилизатора. Это достигается за счет введения отрицательной обратной связи (см. подразд. 8.3) между выходом стабилизатора и регулирующим элементом, который изменяет свое сопротивление таким образом, чтобы компенсировать отклонение выходной величины.

В качестве примера рассмотрим принцип действия стабилизаторов напряжения.

Принципиальная схема *параметрического стабилизатора напряжения* изображена на рис. 8.9, а. Основным элементом стабилизатора является полупроводниковый стабилитрон VD , подключенный параллельно нагрузочному резистору $R_{н}$. Ограничение тока через стабилитрон осуществляется с помощью ограничивающего резистора $R_{огр}$.

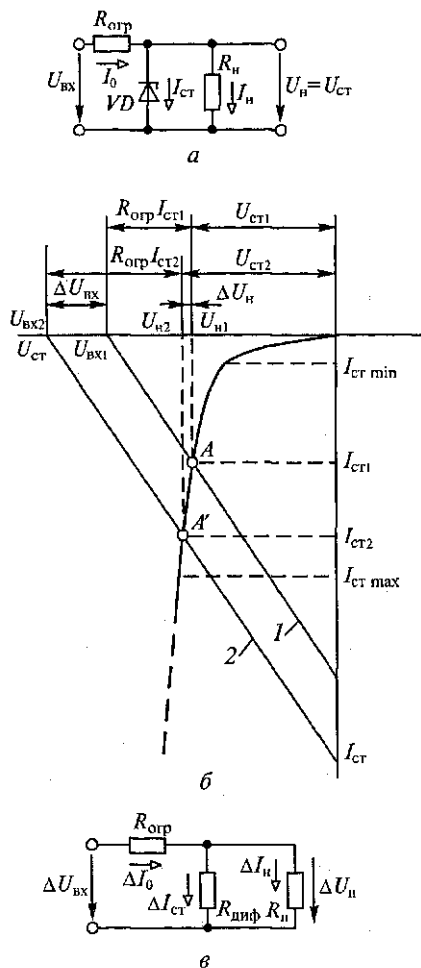


Рис. 8.9. Параметрический стабилизатор напряжения:

а — принципиальная схема; б — принцип действия; в — схема замещения

При одновременном изменении тока нагрузки I_n и напряжения $U_{вх}$ на входных зажимах стабилизатора ток $I_{ст}$ будет меняться от минимального $I_{ст\ min}$ до максимального $I_{ст\ max}$ значения. В соответствии с приведенными соотношениями минимальный ток стабилизатора будет при $U_{вх\ min}$ и $R_{н\ min}$, а максимальный — при $U_{вх\ max}$ и $R_{н\ max}$. В этом случае величина ограничивающего сопротивления должна быть такой, чтобы значение минимального тока стабилизатора находилось на рабочем участке его ВАХ.

Величина сопротивления $R_{огр}$ определяется по формуле

Используя законы Кирхгофа, можно получить основные соотношения для расчета стабилизатора:

$$I_0 = I_{ст} + I_n;$$

$$U_{вх} = I_0 R_{огр} + U_n.$$

На рис. 8.9, б изображена обратная ветвь ВАХ стабилизатора и перенесенная из второго квадранта ВАХ резистора $R_{огр}$ (прямая 1). Совмещение ВАХ стабилизатора и резистора в одном квадранте позволяет графически решить уравнение электрического состояния равновесного стабилизатора напряжения при $R_n = \infty$.

Для начальной точки А стабилизации имеем

$$U_{вх1} = U_{ст1} + R_{огр} I_{ст1}.$$

При увеличении входного напряжения $U_{вх1}$ на $\Delta U_{вх}$, обусловленном повышением напряжения источника, ВАХ ограничивающего резистора переместится на $\Delta U_{вх}$ вправо и займет положение 2. При этом из-за наличия пологого участка в ВАХ стабилизатора изменение напряжения на нагрузке $\Delta U_n = |U_{ст1} - U_{ст2}| < \Delta U_{вх}$, т.е. напряжение на нагрузке R_n останется практически неизменным.

$$R_{\text{огр}} = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{н}}}{I_{\text{ст min}} + U_{\text{н}}/R_{\text{н min}}}.$$

Поскольку стабилитрон VD работает на линейном участке ВАХ, схему замещения стабилизатора напряжения можно представить в виде, изображенном на рис. 8.9, *в*, в которой вместо стабилитрона использован резистор с постоянным сопротивлением $R_{\text{диф}} = \Delta U_{\text{ст}}/\Delta I_{\text{ст}}$.

Чем больше сопротивление резистора $R_{\text{огр}}$, тем выше значение коэффициента стабилизации по напряжению. В практически реализованных стабилизаторах напряжения на полупроводниковых стабилитронах значения $k_{\text{ст } U}$ находятся в диапазоне 30...50.

Для повышения напряжения стабилизации используется последовательное соединение стабилитронов, которые из-за расхождения ВАХ не допускают параллельного соединения.

Параметрические стабилизаторы напряжения отличаются относительной простотой конструкции и высокой эксплуатационной надежностью. Недостатками их являются невысокий коэффициент полезного действия ($\eta_{\text{ст}} \leq 0,3$), достаточно большое внутреннее сопротивление и нерегулируемый диапазон стабилизируемого напряжения.

Компенсационные стабилизаторы напряжения, являясь устройствами автоматического регулирования, свободны от недостатков, присущих параметрическим стабилизаторам. Компенсационные стабилизаторы выполняют как на дискретных элементах, так и на интегральных микросхемах.

Различают компенсационные стабилизаторы непрерывного действия и импульсные.

Структурная схема компенсационного стабилизатора непрерывного действия приведена на рис. 8.10, *а* и состоит из блока сравнения (БС), содержащего источник опорного напряжения, усилителя постоянного тока (У) и регулирующего элемента (РЭ).

В стабилизаторе постоянного напряжения, выполненного на дискретных элементах (рис. 8.10, *б*), блок сравнения включает в себя параметрический стабилизатор, содержащий стабилитрон VD , ограничивающий резистор $R_{\text{огр}}$ и резистивный делитель напряжения R_1, R_2, R_3 . Усилитель постоянного тока выполнен на маломощном транзисторе VT_2 и резисторе R_K . В регулирующем элементе применен мощный транзистор VT_1 . При работе стабилизатора происходит непрерывное сравнение напряжения $U_{\text{н}}$ на нагрузочном резисторе с опорным напряжением $U_{\text{оп}}$ стабилитрона.

При увеличении входного напряжения стабилизатора или уменьшении тока нагрузки напряжение на нагрузке тоже увеличивается по сравнению с номинальным значением.

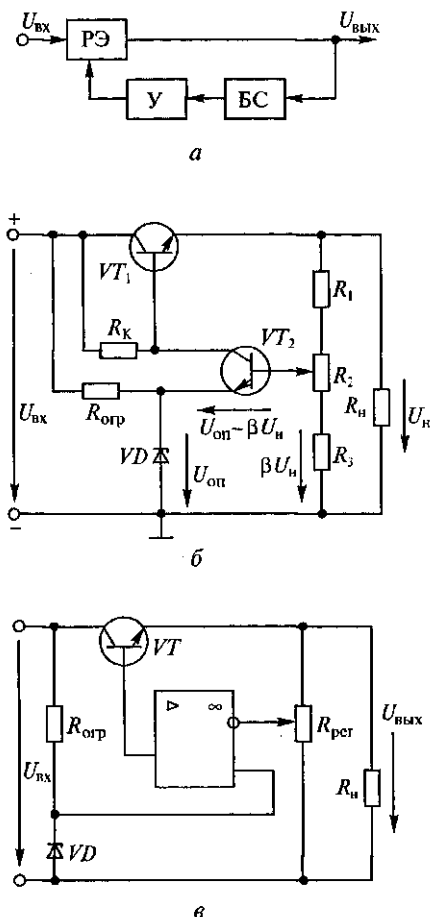


Рис. 8.10. Компенсационный стабилизатор напряжения непрерывного действия:

a — структурная схема; *б* — схема на транзисторах; *в* — с применением ОУ

Снимаемая с делителя R_1, R_2, R_3 часть этого напряжения, являющегося сигналом обратной связи, сравнивается с опорным напряжением, имеющим практически постоянное значение. Поэтому напряжение между базой и эмиттером транзистора VT_2 при увеличении U_n уменьшается, что приводит к уменьшению коллекторного тока этого транзистора. В свою очередь, снижение коллекторного тока транзистора VT_2 уменьшает напряжение между базой и коллектором транзистора VT_1 , что эквивалентно увеличению сопротивления этого транзистора и соответственно падению напряжения на нем. Вследствие этого напряжение на нагрузке уменьшается, приближаясь к номинальному значению с определенной степенью точности.

Для повышения коэффициента стабилизации вместо транзисторного усилителя VT_2 можно применить интегральный операционный усилитель (рис. 8.10, *в*), имеющий по сравнению с транзисторным во много раз больший коэффициент усиления.

К достоинствам компенсационных стабилизаторов следует отнести высокий коэффициент стабилизации по напряжению (до нескольких тысяч), низкое внутреннее сопротивление ($10^{-3} \dots 10^{-4}$ Ом), высокий коэффициент полезного действия (до 0,6) и практическую безынерционность.

В то же время увеличенное, по сравнению с параметрическими стабилизаторами, количество элементов в компенсационном стабилизаторе обуславливает его меньшую эксплуатационную

надежность, большую массу, габаритные размеры и стоимость. Кроме того, для отвода тепловых потерь от транзисторов необходимо ставить их на специальные радиаторы.

В последнее время стали широко применять импульсные стабилизаторы постоянного напряжения, имеющие, по сравнению со стабилизаторами непрерывного действия, больший коэффициент полезного действия (до 0,85), меньшую массу и габаритные размеры.

Структурная схема такого стабилизатора приведена на рис. 8.11, *а*.

В нем применена отрицательная обратная связь, компенсирующая изменения напряжения или тока в нагрузке.

В отличие от компенсационного стабилизатора непрерывного действия в импульсном стабилизаторе регулирующий элемент РЭ работает в ключевом режиме, что позволяет получить повышенный коэффициент полезного действия импульсных стабилизаторов. В проводящем состоянии транзистора падение напряжения на нем практически равно нулю. Ток, который протекает через транзистор, находящийся в непроводящем состоянии, также практически равен нулю. Поэтому и мощность потерь транзистора близка к нулю, что позволяет отказаться от радиаторов, т.е. уменьшает массу и габаритные размеры стабилизатора.

Работа регулирующего элемента в ключевом режиме позволяет получить на его выходе однополярные импульсные напряжения $u_{кл}$ прямоугольной формы (рис. 8.11, *б*). Для преобразования импульсного напряжения в постоянное служит сглаживающий фильтр СФ (см. рис. 8.11, *а*). Регулирующий элемент и сглаживающий фильтр охвачены отрицательной обратной связью, которую осуществляют блок сравнения БС и импульсный блок ИБ. В блоке сравнения импульсные напряжения сравниваются, как и ранее, с опорным напряжением, а получающаяся при этом разность напряжений воздействует на импульсный блок, вырабатывающий сигналы для включения и выключения регулирующего элемента. Изменяя продолжительность включенного и выключенного состояния ключа, можно поддерживать неизменным, с определенной степенью точности, значе-

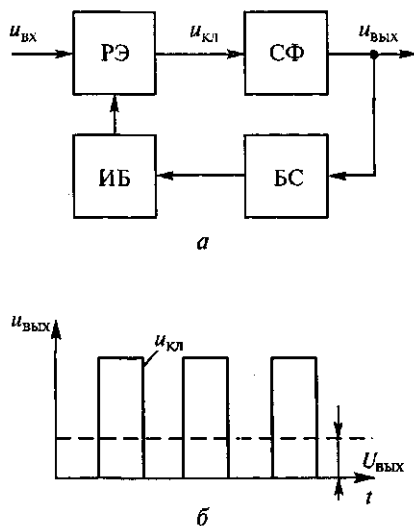


Рис. 8.11. Импульсный стабилизатор напряжения:

а — структурная схема; *б* — временные диаграммы выходного напряжения

ние напряжения на нагрузке при изменениях входного напряжения стабилизатора или тока нагрузки.

8.3. УСИЛИТЕЛИ

8.3.1. Общие сведения об усилителях

При решении многих производственных задач часто возникает необходимость в усилении электрических сигналов, для чего используются электронные усилители.

Электронным усилителем называют устройство, предназначенное для повышения мощности входного электрического сигнала до номинального значения, обеспечивающего нормальное функционирование узла, устройства или электронной системы. Усиление маломощного входного сигнала достигается за счет использования энергии внешнего источника питания значительно большей мощности. Поскольку в данном разделе рассматриваются лишь линейные электронные усилители, будем считать частоту и форму кривой усиливаемого сигнала неизменными.

Структурная схема электронного усилителя представлена на рис. 8.12, где усилитель показан в виде активного четырехполюсника, ко входным зажимам 1 и 2 которых подключаются источники входного сигнала в виде источника напряжения $E_{\text{и}}$ (рис. 8.12, а) или источника тока $I_{\text{и}}$ (рис. 8.12, б).

Нагрузка $R_{\text{н}}$ подключается к выходным зажимам 3 и 4 четырехполюсника. Параллельно источнику входного сигнала подключается входной резистор $R_{\text{вх}}$ (сопротивление между входными зажимами усилителя по переменному току), на котором выделяется энергия входного сигнала, управляющего энергией источника питания значительно большей мощности. Благодаря применению активного управляющего элемента и мощного источника питания появляется возможность усиливать мощность входного сигнала.

Для входной цепи усилителя с источником напряжения запишем

$$U_{\text{вх}} = E_{\text{и}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{и}}}.$$

При условии, что $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{и}}$, потери на внутреннем сопротивлении источника входного сигнала будут незначительными и $U_{\text{вх}} \approx E_{\text{и}}$.

Для входной цепи усилителя с источником тока имеем

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{и}} \frac{R_{\text{и}}}{R_{\text{и}} + R_{\text{вх}}}.$$

При условии, что $R_{\text{н}} \gg R_{\text{вх}}$, почти весь ток источника входного сигнала будет отходить в входное сопротивление усилителя. Таким образом, при большом входном сопротивлении усилителя управление его активными элементами целесообразно осуществлять при помощи источника напряжения, а при малом — при помощи источника тока.

Выходную цепь усилителя также можно представить либо в виде источника напряжения $k_y U_{\text{вх}}$ (см. рис. 8.12, а), либо в виде источника тока $k_y I_{\text{вх}}$ (см. рис. 8.12, б) с внутренним сопротивлением $R_{\text{вых}}$. Наличие выходных источников отражает усилительные свойства усилителей, характеризуемые коэффициентом прямой передачи k_y , являющимся в первом случае коэффициентом усиления усилителя по напряжению, а во втором — по току.

Электронные усилители условно разделяют на усилители напряжения, тока и мощности. Усилитель напряжения обеспечивает на нагрузке заданную величину напряжения $U_{\text{вых}}$, что выполняется при соблюдении условий $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{н}}$ и $R_{\text{н}} \gg R_{\text{вых}}$, обеспечивающих относительно большие изменения напряжения на нагрузке при небольших изменениях токов во входной и выходной цепях. Усилитель тока обеспечивает протекание в выходной цепи тока заданной величины при малых значениях напряжения, что выполняется при соблюдении условий $R_{\text{н}} \gg R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}} \gg R_{\text{н}}$. Для усилителя мощности условия согласования сопротивлений входной и выходной цепи с сопротивлением источника входного сигнала имеют вид $R_{\text{вх}} \approx R_{\text{н}}$ и $R_{\text{вых}} \approx R_{\text{н}}$.

Для усиления медленно изменяющихся входных сигналов применяют *усилители постоянного тока*; для усиления входных сигналов в диапазоне частот от десятков герц до десятков килогерц — *усилители низкой частоты*; для усиления входных сигналов в диапазоне частот от сотен килогерц до десятков и сотен мегагерц — *усилители высокой частоты*. Для усиления импульсных сигналов, имеющих диапазон частот от десятков герц до со-

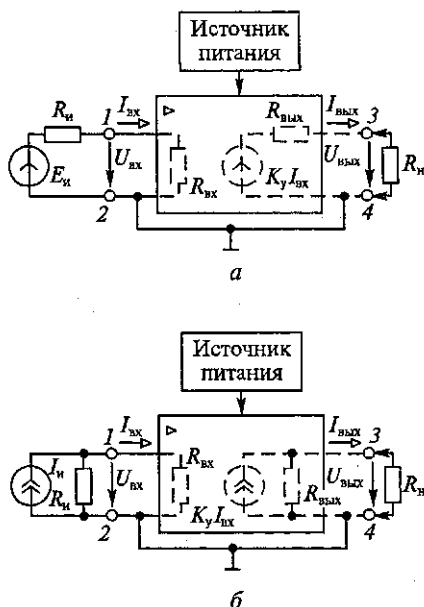


Рис. 8.12. Структурная схема усилителя с источниками напряжения (а) и тока (б)

тен мегагерц, применяются *импульсные усилители*, называемые также *широкополосными*. Для усиления входных сигналов, изменяющихся в узком диапазоне частот, применяются *узкополосные* или *избирательные усилители*.

Если коэффициента усиления одного усилительного элемента (каскада) недостаточно, в качестве нагрузки первого усилительного каскада используется входная цепь второго усилительного каскада, выход которого подключается к входу третьего усилительного каскада и т.д. Такой усилитель, состоящий из нескольких ступеней усиления, называют *многокаскадным*. Таким образом, по структуре различают *одно- и многокаскадные усилители*, а по способу соединения (связи) каскадов — *усилители с конденсаторной, трансформаторной, резистивной и непосредственной связью*.

Конденсаторы в усилителях переменного напряжения служат для отделения переменной составляющей выходного напряжения от постоянной составляющей напряжения на нелинейном управляемом элементе, возникающей от постоянной составляющей тока, создаваемой ЭДС источника питания.

По способу включения усилительного транзистора, как отмечалось ранее, различают три основных типа усилительных каскадов: с *общим эмиттером*, с *общим коллектором* и с *общей базой*.

8.3.2. Основные параметры и показатели усилителей

Коэффициент усиления k_y представляет собой отношение напряжения, тока или мощности на выходе усилителя к напряжению, току или мощности на входе усилителя и численно показывает, насколько увеличился выходной сигнал по сравнению с входным.

В зависимости от назначения усилителя различают коэффициенты усиления по напряжению $k_{yU} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$, по току $k_{yI} = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}$ и

по мощности $k_{yP} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}} = k_{yU} k_{yI}$.

В некоторых усилительных каскадах один из двух коэффициентов усиления, т.е. k_{yU} или k_{yI} может быть меньше единицы, но коэффициент усиления по мощности $k_{yP} \gg 1$.

Если усилитель содержит m каскадов, то

$$k_y = k_{y1} k_{y2} \dots k_{ym} = \prod_{i=1}^m k_{yi},$$

где k_{yi} — коэффициент усиления, измеренный с учетом действия предыдущего и последующего каскадов многокаскадного усилителя; например, для усилителя напряжения

$$k_{yU} = \frac{U_{\text{вых}} m}{U_{\text{вх}}}, \text{ или } k_{yU} = k_{y1} k_{y2} \dots k_{ym}.$$

Зависимость коэффициента усиления от частоты сигнала представляет собой *амплитудно-частотную характеристику усилителя*, представленную для усилителя переменного напряжения на рис. 8.13, а.

Так как коэффициенты усиления на разных частотах имеют разные значения, то гармонические составляющие несинусоидального сигнала усиливаются неодинаково и поэтому форма выходного сигнала будет отличаться от формы входного сигнала. Такие искажения называют *частотными искажениями*, причиной которых являются реактивные элементы усилителя, сопротивления которых зависят от частоты, а также частотные зависимости параметров полупроводниковых приборов усилителя.

Степень частотных искажений характеризуется *коэффициентом частотных искажений*:

$$M = \frac{k_{y0}}{k_{yf}},$$

где k_{y0} и k_{yf} — коэффициенты усиления соответственно на средней и текущей частотах (см. рис. 8.13, а).

Как правило, коэффициент частотных искажений определяют на граничных частотах $f_{н.гр}$ и $f_{в.гр}$ (см. рис. 8.13, а) условной полосы пропускания усилителя, в пределах которой изменение коэффициента усиления не превышает данной величины. При отсутствии частотных искажений ($M = 1$) амплитудно-частотная характеристика является прямой, параллельной оси частот.

Зависимость угла сдвига по фазе φ между входным и выходным напряжением от частоты представляет собой *фазо-частотную характеристику* усилителя, изображенную для усилителя переменного напряжения на рис. 8.13, б. Под фазовым сдвигом понимаем сдвиг по фазе, обусловленный

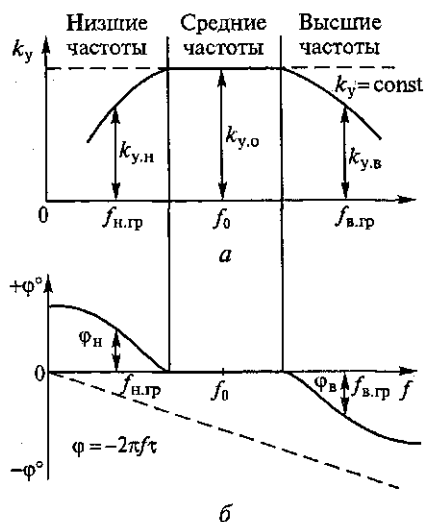


Рис. 8.13. Характеристики усилителя:

а — амплитудно-частотная; б — фазо-частотная

реактивными элементами усилителя. Положительные значения угла φ соответствуют опережению выходного напряжения по отношению ко входному, а отрицательные — отставанию. Если фазовый сдвиг пропорционален частоте, то любая гармоника несинусоидального входного сигнала получает один и тот же временной сдвиг τ , и фазочастотная характеристика $\varphi = -2\pi f\tau$ будет идеальной (на рис. 8.13, б показана пунктирной линией). Хотя при этом усиливаемый сигнал сдвигается во времени, его форма остается неизменной. Реальная фазочастотная характеристика представляет собой нелинейную зависимость, что обусловлено различными временными сдвигами для отдельных гармонических составляющих несинусоидального входного сигнала.

Амплитудная характеристика усилителя представляет собой зависимость величины выходного сигнала от величины входного сигнала на фиксированной частоте (рис. 8.14).

В рабочем диапазоне амплитуд входного сигнала $U_{\text{вх min}} - U_{\text{вх max}}$ амплитудная характеристика линейна (участок *аб*), а угол наклона определяется величиной коэффициента усиления на данной частоте.

Если входное напряжение $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх min}}$, то напряжение на выходе усилителя определяется напряжением его собственных шумов, которое глушит полезный выходной сигнал. Шумы усилителя обусловлены шумами его активных и пассивных элементов, вызываемых пульсациями напряжения источника питания и временными изменениями электрических процессов.

При $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх max}}$ пропорциональность между $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ нарушается из-за непропорциональной зависимости между входным и выходным током управляемого элемента усилителя — транзистора. Также нелинейны и входные характеристики транзистора, т.е. зависимости его входного тока от входного напряжения. Поэтому в усилителе будут иметься *нелинейные искажения* усили-

ваемого сигнала, вызванные нелинейностью коэффициента передачи по току транзистора.

Способность усилителя увеличивать наибольшее и наименьшее напряжения при условии пропорциональности между мгновенными значениями входного и выходного напряжений является одним из важнейших показателей усилителя, называемым *динамическим диапазоном D*.

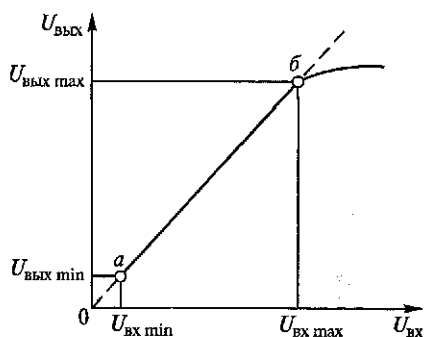


Рис. 8.14. Амплитудная характеристика усилителя

$$D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}},$$

где $U_{\text{вх max}}$, $U_{\text{вх min}}$ — входные напряжения, при которых искажения усиленного сигнала и его различие на фоне шумов лежат в допустимых пределах.

При наличии нелинейных искажений усиленный сигнал содержит первую (полезную) гармонику напряжения (или тока) и напряжения (или тока) высших гармонических составляющих.

8.3.3. Принцип построения и режимы работы усилителя переменного напряжения

В электронных усилителях наибольшее применение нашла схема с общим эмиттером (рис. 8.15), обладающая наибольшим усилением мощности.

При этом в цепь выходного электрода транзистора включается нагрузочный резистор R_K , а во входную цепь — источник входного сигнала $e_{\text{и}}$ и источник смещения $E_{\text{б}}$. Питание усилительного каскада осуществляется от источника питания E_K .

Изменения коллекторного тока транзистора будут зависеть как от изменений базового тока, так и от изменений коллекторного напряжения, определяемого изменениями как базового, так и коллекторного токов:

$$U_{KЭ} = E_K - I_K R_K. \quad (8.5)$$

Значит, в процессе работы изменяются все напряжения и токи в транзисторе. Такой режим работы транзистора называют *динамическим*, а характеристики, определяющие связь между токами и напряжениями транзистора, — *динамическими характеристиками*.

Динамические характеристики строят на семействах статических характеристик при заданных значениях напряжения источника питания E_K и сопротивления резистора R_K .

Для построения динамической (выходной) коллекторной характеристики (рис. 8.16, а) используют уравнение (8.5). При $I_K = 0$ $U_{KЭ} = E_K$, а при $U_{KЭ} = 0$ $I_K = \frac{E_K}{R_K}$. По этим результатам про-

водится прямая AG , называемая *нагрузочной линией*.

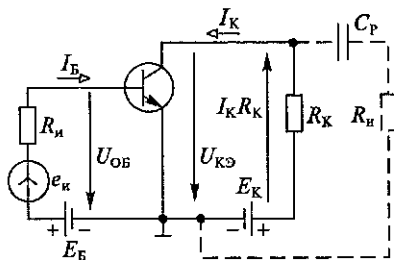


Рис. 8.15. Включение транзистора в динамическом режиме

Выходная динамическая характеристика является геометрическим местом точек пересечения нагрузочной прямой со статическими характеристиками.

Для определения напряжения на базе транзистора $U_{БЭ}$ (входного напряжения) строят динамическую характеристику путем переноса соответствующих точек $U_{КЭ}$ и I_B с выходной динамической характеристики на семейство входных статических характеристик (рис. 8.16, б). Значения соответствующих базовых напряжений определяются абсциссами этих точек (например, участок $C'D'$).

Точку пересечения нагрузочной прямой со статической характеристикой при заданном входном токе $I_{Б2} = I_{ОБ}$, определя-

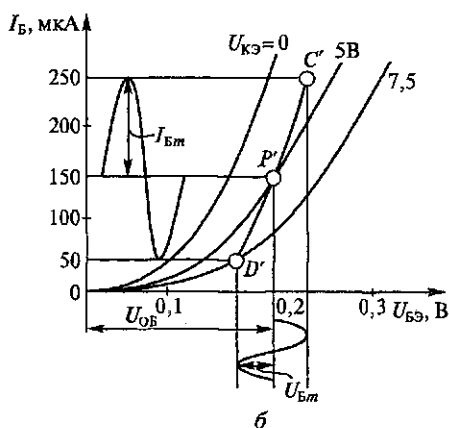
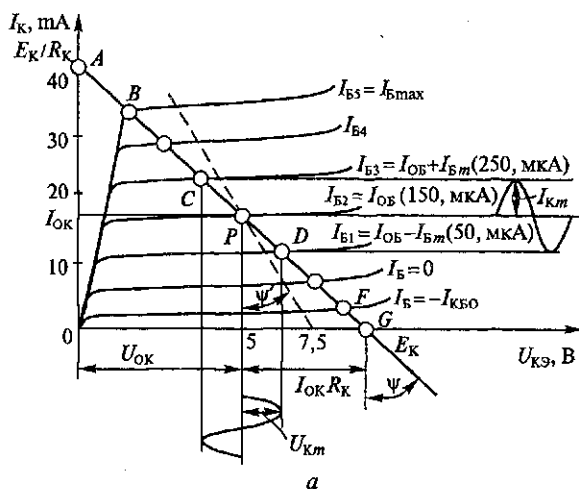


Рис. 8.16. Динамические характеристики транзистора:
а — выходная; б — входная

емом источником смещения E_B , называют *рабочей точкой*, начальное положение которой (при отсутствии входного переменного сигнала) на нагрузочной прямой называют *точкой покоя* p . Точка покоя определяет ток покоя выходной цепи I_{OK} и напряжение U_{OK} , а уравнение динамического режима в точке покоя имеет вид $U_{OK} = E_K - I_{OK}R_K$.

При симметричном входном сигнале с амплитудой входного напряжения $U_{Бм}$ и амплитудой входного тока $I_{Бм}$ точку покоя p' выбирают примерно посередине нагрузочной линии. При этом в коллекторной цепи будет протекать ток с амплитудой $I_{Км}$, напряжением $U_{КЭ} = U_{Км}$, а рабочая точка будет перемещаться по участку нагрузочной прямой CD .

Если к выходной цепи транзистора подключить внешнюю нагрузку с сопротивлением R_H , то общее сопротивление коллекторной нагрузки переменному току изменится, и угол наклона новой нагрузочной кривой (пунктирная линия на рис. 8.16, а) изменится.

Режим работы транзистора, при котором рабочая точка p не выходит за пределы участка BF нагрузочной прямой, называют *линейным* или *усилительным режимом*.

Характер работы усилительного каскада и его параметры существенно зависят от режима работы управляемого элемента усилителя по постоянному току. Начальный режим транзистора определяется положением рабочей точки p на динамической характеристике транзистора, от которого зависят величины постоянных составляющих токов входного и выходного электродов транзистора (I_{OK} , I_{OB}) и напряжений (U_{OK} , U_{OB}), а значит и мощность источника питания E_K . В свою очередь, выбор положения рабочей точки зависит от амплитуды, формы и полярности входного переменного сигнала. В соответствии с этим различают три основных режима работы усилительного каскада — класса A , B и C . Рассмотрим особенности этих режимов на примере усилительного каскада с общим эмиттером, схема которого представлена на рис. 8.15, при воздействии на его вход переменного сигнала синусоидальной формы.

В режиме класса A начальное положение рабочей точки выбирают примерно посередине участка динамической характеристики, на котором изменению базового (входного) тока соответствуют изменения коллекторного (выходного) тока, а ее перемещение, обусловленное воздействием удвоенной амплитуды входного сигнала $2U_{Бм}$ ($2I_{Бм}$), ограничивается этим участком. На рис. 8.16 этот участок отмечен линией CD на выходной динамической характеристике и линией $C'D'$ — на входной. В зависимости от угла наклона динамической характеристики перемещение рабочей точки в режиме класса A может происходить даже в пределах полного участка BF динамической характеристики, что

свидетельствует о малом влиянии амплитуды усиливаемого сигнала в этом режиме. В любом случае напряжение смещения в цепи базы $U_{об}$ в этом режиме по абсолютной величине больше амплитуды входного сигнала $U_{вм}$, а ток покоя коллекторной цепи $I_{ок}$ превышает амплитуду переменной составляющей коллекторного тока $I_{км}$. Поэтому выходной (коллекторный) ток протекает в течение всего периода усиливаемого сигнала, что является типичным для режима класса A .

Поскольку рабочая точка не выходит за пределы линейного участка входной динамической характеристики, то вносимые усилителем нелинейные искажения невелики и уменьшаются с уменьшением амплитуды входного сигнала. Однако в этом режиме КПД усилителя невелик (не более 20...30 %), поскольку полезная мощность нагрузки $P_{вых}$ определяется переменной составляющей коллекторного тока $I_{к\max} < I_{ок}$.

В режиме класса B начальное положение рабочей точки на динамической характеристике выбирается при токе коллектора, близком к $I_{кбо}$ (рис. 8.17).

В этом случае при наличии переменного входного сигнала переменная составляющая коллекторного тока с амплитудой $I_{к\max}$ протекает лишь в течение первой половины периода кривой выходного сигнала, а во второй половине периода транзистор находится в непроводящем состоянии, т.е. работает с отсечкой тока. При этом угол отсечки θ примерно равен $\pi/2$.

В режиме класса B усилитель обладает высоким (до 60...70 %) КПД, поскольку постоянная составляющая коллекторного тока, протекающего от источника питания при отсутствии усиливаемого сигнала, практически равна нулю. Режим класса B целесообразно использовать в усилительных каскадах большой мощности, работающих при больших уровнях усиливаемых сигналов, хотя при этом достаточно высок уровень нелинейных искажений.

Промежуточный режим класса AB , являющийся более экономичным, чем режим класса A , характеризуется углом отсечки $\theta = 120...130$ эл. град. и меньшими по сравнению с режимом класса B нелинейными искажениями.

Напряжение смещения и положение рабочей точки в режиме класса C соответствуют режиму отсечки с углом $\theta < \pi/2$. Этот режим является наиболее экономичным (КПД $\approx 85\%$), поскольку при отсутствии усиливаемого сиг-

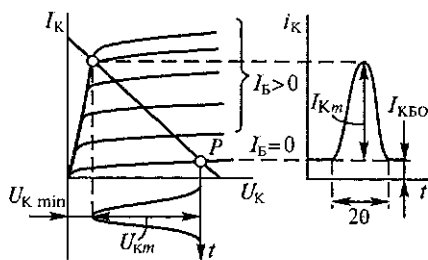


Рис. 8.17. Определение режима работы транзистора

нала транзистор практически не потребляет ток. Режим класса С применяют в усилителях-формирователях, которые работают при превышении входным сигналом порогового значения.

Обратной связью в усилителе называют передачу части энергии выходного сигнала с выхода усилителя на его вход. Цепи, по которым передается сигнал обратной связи, называют цепями обратной связи.

Если напряжение обратной связи $U_{o.c}$ пропорционально напряжению на нагрузке усилителя, то имеем обратную связь по напряжению, если току нагрузки — обратную связь по току. Если напряжение обратной связи действует последовательно с напряжением входного сигнала, то имеем последовательную обратную связь; если $U_{o.c}$ действует параллельно с напряжением входного сигнала — параллельную обратную связь. Если при наличии обратной связи ко входу усилителя прикладывается увеличенное напряжение, такую обратную связь называют положительной, а в противоположном случае — отрицательной.

При отрицательной последовательной обратной связи по напряжению (рис. 8.18) для входной цепи усилителя можно записать уравнение

$$U_1 = U_{вх} - U_{o.c}.$$

Учитывая, что $U_{o.c} = \beta U_{вых}$, где β — коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи, запишем

$$U_{вх} = U_{o.c} + U_1 = \beta U_{вых} + U_1.$$

Поскольку для усилителя без обратной связи $U_{вх} = U_1$, то коэффициент усиления без обратной связи

$$k = \frac{U_{вых}}{U_1}. \quad (8.6)$$

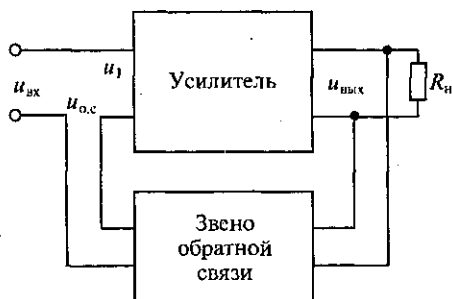


Рис. 8.18. Структурная схема усилителя с обратной связью

Учитывая соотношение (8.6), запишем выражение для коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью:

$$k_{o.c} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_1 + \beta U_{\text{ВЫХ}}}. \quad (8.7)$$

Разделив в выражении (8.7) числитель и знаменатель на U_1 , получим

$$k_{o.c} = \frac{k}{1 + \beta k}.$$

Аналогично можно получить выражение для коэффициента усиления усилителя с положительной обратной связью:

$$k_{o.c} = \frac{k}{1 - \beta k}.$$

Несмотря на меньший коэффициент усиления, отрицательную обратную связь широко применяют в усилителях, так как при ее введении значительно улучшается ряд параметров усилителя, а именно:

повышается стабильность коэффициента усиления, что повышает устойчивость работы усилителя;

снижается уровень нелинейных искажений;

увеличивается в $(1 + \beta k)$ раз входное сопротивление усилителя;

расширяется полоса пропускания усилителя.

В электронных устройствах часто бывает необходима реализация в нагрузке максимальной мощности, т.е. максимального значения $k_{p \max}$. Усилительные каскады, обеспечивающие выполнение этого требования, называются *усилителями мощности*.

При выбранном типе транзистора и заданном источнике усиливаемого сигнала получение максимальной мощности в нагрузке возможно при условии, что сопротивление нагрузки равно выходному сопротивлению усилительного каскада. Принципиальная схема однотактного усилителя мощности приведена на рис. 8.19.

Выходное сопротивление усилительных каскадов с общим эмиттером составляет от сотни Ом до нескольких килоом, а сопротивление нагрузки обычно в несколько раз меньше. Для согласования сопротивления нагрузки и выходного сопротивления усилителя мощности используют понижающие трансформаторы Tr , у которых сопротивление нагрузочного резистора R'_H , приведенное к первичной обмотке трансформатора, составляет:

$$R'_H = \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 R_H,$$

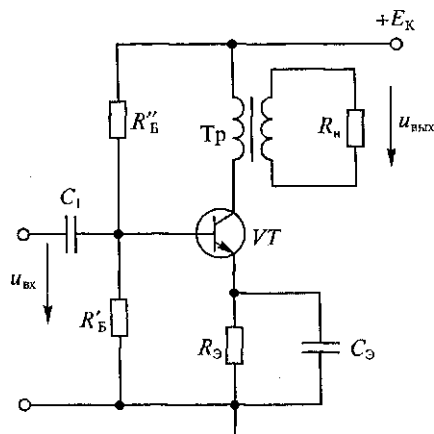


Рис. 8.19. Схема однотактного усилителя мощности

где w_1, w_2 — число витков соответственно первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Выбирая необходимое значение коэффициента трансформации $K_T = w_1/w_2$, можно добиться выполнения равенства $R_{\text{вых}} = R'_н$, т.е. обеспечения необходимого условия для реализации максимальной мощности нагрузки.

Для рассматриваемого усилителя это условие имеет вид

$$K_T = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R'_н}}.$$

Поскольку для усилителей мощности важное значение имеет КПД, то эти усилители должны работать в режиме класса *B*, а уменьшение нелинейных искажений обеспечивают за счет применения *двухтактных усилителей мощности* (рис. 8.20), состоящих из двух симметричных плеч.

Характеристики транзисторов VT_1 и VT_2 должны быть по возможности близкими. Различие в работе плеч заключается в противофазности напряжений и токов в базовых цепях транзисторов и обусловленной этим противофазности переменных напряжений и токов в коллекторных цепях. Входной трансформатор Tr_1 фор-

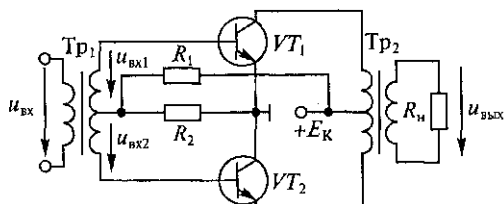


Рис. 8.20. Схема двухтактного усилителя мощности

мирует два одинаковых по величине противофазных напряжения $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$. В выходном трансформаторе Tr_2 суммируются выходные токи транзисторов VT_1 и VT_2 , работающих поочередно и формирующих переменное напряжение на резисторе нагрузки $R_{\text{н}}$.

При работе в режиме класса *B* двухтактные усилители мощности обладают достаточно высоким КПД при относительно небольших нелинейных искажениях. К недостаткам двухтактных трансформаторных усилителей следует отнести необходимость в двух транзисторах с одинаковыми характеристиками и двух трансформаторах, одна обмотка которых должна содержать вывод от средней точки.

Разновидностью двухтактного усилителя является бестрансформаторный усилитель мощности, выполненный на комплементарных (с согласованными характеристиками) транзисторах *p-n-p*- и *n-p-n*-типов, включенных по схеме с общим коллектором (рис. 8.21).

Такая схема имеет минимальное входное сопротивление, что важно при работе усилителя на низкоомную нагрузку. Конденсатор C_1 предназначен для разделения по постоянному току источника усищаемого сигнала и входной цепи усилителя, а конденсатор C_2 отделяет цепь нагрузки от общей точки транзисторов. К базовым электродам обоих транзисторов приложено переменное напряжение $u_{\text{вх}}$, но токи в их цепях находятся в противофазе. Нагрузка $R_{\text{н}}$ подключена к общей точке транзисторов, вследствие чего переменные токи в ней от обоих транзисторов имеют одно и то же направление, а результирующий ток вдвое больше переменного тока каждого транзистора. Бестрансформаторный усилитель мощности, как правило, работает в режиме класса *B*. Основным недостатком бестрансформаторного усилителя

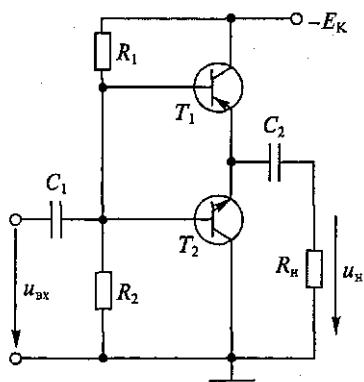


Рис. 8.21. Схема двухтактного усилителя мощности на комплементарных транзисторах

мощности является трудность подбора транзисторов с одинаковыми характеристиками.

Усилители с резистивно-конденсаторной связью применяют для усиления электрических сигналов переменного тока. Такие усилители имеют стабильные характеристики, просты в наладке и надежны в эксплуатации. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя представлена на рис. 8.22, *а*, а эквивалентная — на рис. 8.22, *б*.

Конденсатор C_1 препятствует передаче постоянной составляющей напряжения входного сигнала на

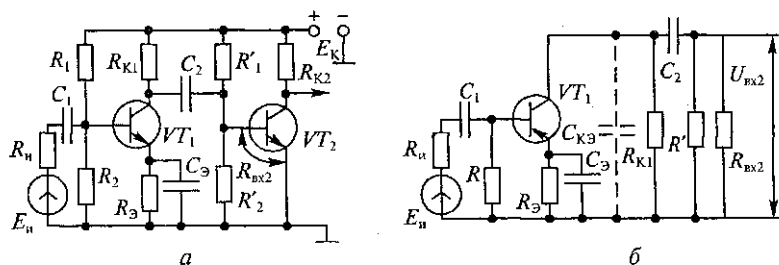


Рис. 8.22. Схема двухкаскадного усилителя с резистивно-емкостной связью:

a — принципиальная; *б* — эквивалентная

вход усилителя. Аналогично конденсатор C_2 предназначен для разделения выходной цепи первого каскада и входной цепи второго каскада по постоянной составляющей коллекторного тока I_{OK} . Емкость конденсаторов C_1 и C_2 выбирают таким образом, чтобы их сопротивление на частотах усиливаемого сигнала было значительно меньше входного сопротивления усилительного каскада и сопротивления нагрузки. Усилительный каскад на транзисторе VT_2 является нагрузкой усилительного каскада на транзисторе VT_1 .

В области средних частот коэффициент усиления по напряжению и току практически не зависит от частоты. Уменьшение коэффициента усиления в области нижних частот обусловлено наличием конденсаторов C_1 и C_2 , а также конденсатора $C_э$ в эмиттерной цепи транзистора VT_1 . При уменьшении частоты увеличивается падение напряжения на увеличивающихся сопротивлениях конденсаторов C_1 и C_2 и тем самым снижается напряжение полезного сигнала, прикладываемого к следующему каскаду. При уменьшении частоты сопротивление конденсатора $C_э$ также увеличивается, что приводит к росту коэффициента отрицательной обратной связи по току. При этом чем ниже частота усиливаемого сигнала, тем больше уменьшается коэффициент усиления по напряжению. Емкости конденсаторов C_1 , C_2 и $C_э$ достигают десятков и сотен микрофард.

В области высших частот следует учитывать емкость коллекторного перехода, сопротивление которой уменьшается с ростом частоты усиливаемого сигнала, уменьшая тем самым сопротивление нагрузки. В результате этого коэффициент усиления по напряжению в области верхних частот уменьшается.

8.3.4. Усилители постоянного тока

В устройствах промышленной электроники, например, при измерении неэлектрических величин часто требуется усиливать сигналы, частоты которых составляют доли герца. Для этих це-

лей применяют *усилители постоянного тока* (УПТ), в которых для связи между каскадами используют резисторы. В таких усилителях при отсутствии входного сигнала выходной сигнал также равен нулю, при изменении полярности входного сигнала изменяется и полярность выходного сигнала, а напряжение на нагрузке пропорционально входному напряжению.

Для соблюдения пропорциональности напряжения на нагрузке напряжению входного сигнала необходимо отделить полезный выходной сигнал от постоянных составляющих напряжения и тока транзистора, что в усилителях постоянного тока осуществляется компенсационным методом.

На рис. 8.23 приведена принципиальная схема двухкаскадного усилителя, работающего в режиме класса *A*. В эмиттерные цепи транзисторов включены резисторы $R_{Э1}$ и $R_{Э2}$, обеспечивающие температурную стабилизацию усилителя, но создающие отрицательную обратную связь. Поскольку уменьшить эту связь посредством подключения параллельно резисторам конденсаторов практически невозможно (на низких частотах емкости конденсаторов должны быть большими), то коэффициент усиления усилителя постоянного тока уменьшается, но при этом повышается стабильность коэффициента усиления, снижаются нелинейные и частотные искажения.

Для компенсации постоянной составляющей коллекторного напряжения первого усилительного каскада используют дополнительный источник питания E_2 , создающий отрицательное напряжение относительно общей точки усилителя. Значения напряжения E_2 и величины сопротивлений резисторов R_1 и R_2 выбирают таким образом, чтобы в режиме покоя, т. е. при $U_{вх} = 0$, напряжение между базой и эмиттером второго транзистора было примерно равно 0,5 В. Компенсацию постоянной составляющей коллекторного напряжения транзистора VT_2 осуществляют с помощью резистивного делителя напряжения R_3, R_4 . Ток делителя напряжения R_1, R_2 обычно не превышает $0,2I_K$, что исключает влияние этого делителя на режим работы транзистора. При поступлении на вход усилителя сигнала $U_{вх}$ изменяются токи баз

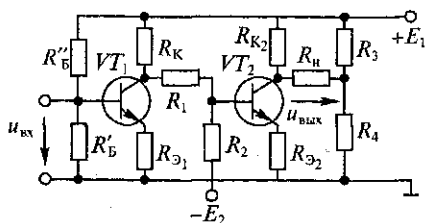


Рис. 8.23. Схема двухкаскадного УПТ на биполярных транзисторах

транзисторов, что приводит к изменению их коллекторных токов, а следовательно и к изменению выходного напряжения.

При очень малых постоянных напряжениях в усилителях постоянного тока возникает так называемый *дрейф нуля*, заключающийся в том, что с течением времени из-за изменения параметров и характеристик транзисторов изменяются их токи и напряжения. Это нарушает компенсацию постоянной составляющей напряжения, и на входе усилителя появляется напряжение даже при отсутствии $U_{вх}$. Основной причиной дрейфа нуля в транзисторных усилителях постоянного тока является температурная нестабильность транзисторов.

Уменьшить дрейф нуля тока можно, используя стабилизацию напряжения источников питания и температурного режима, а также применяя дифференциальные усилители постоянного тока.

Операционным усилителем (ОУ) называют дифференциальный усилитель постоянного тока с отрицательной обратной связью. Чаще всего операционный усилитель содержит 3 или 4 дифференциальных каскада, а коэффициент усиления входного сигнала достигает 10^6 . Операционные усилители, конструктивно выполняемые в виде интегральных микросхем различных серий, имеют два входа (рис. 8.24): неинвертирующий (Н) и инвертирующий (И).

В первом случае выходное напряжение находится в фазе со входным, во втором — в противофазе.

К основным параметрам ОУ относятся:

коэффициент усиления по напряжению k_U ;

коэффициент усиления по мощности k_P ;

входное $R_{вх}$ и выходное $R_{вых}$ сопротивления;

входное напряжение смещения нуля $U_{см}$;

частота единичного сигнала f_1 , т. е. частота, при которой $k_U = 1$;

скорость нарастания выходного напряжения $dU_{вых}/dt$;

время установления выходного напряжения $t_{уст}$.

В зависимости от условий подачи на ОУ усиливаемого сигнала различают инвертирующее, неинвертирующее и дифференциальное включения усилителя.

На рис. 8.25 приведена схема инвертирующего включения. Поскольку усиление ОУ очень велико, то можно считать, что $k_U \rightarrow \infty$ и $k_I \rightarrow \infty$, где k_U и k_I — коэффициенты усиления по напряжению и току усилителя без обратной связи. Если ввести в ОУ через резистор R_2 параллельную отрицательную обратную связь по напряжению, то любой сигнал на входе будет усилен и передан по цепи обратной связи во входную цепь ОУ, компенсируя входной сигнал таким образом, что входной сигнал равновесия (стационарный режим) $U_{вх} = 0$. Так как входное сопротивление усилителя также велико, то можно полагать, что ток

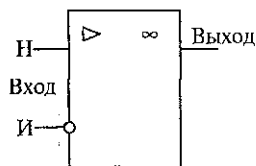


Рис. 8.24. Условное графическое обозначение операционного усилителя

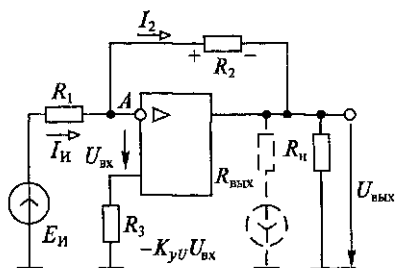


Рис. 8.25. Схема инвертирующего включения ОУ

источника сигнала $I_{и}$ протекает только по резистору R_2 , падение напряжения на котором от этого тока

$$U_{R_2} = I_2 R_2 = -I_{и} R_2 = -\frac{E_{и} R_2}{R_1}.$$

Поскольку потенциал точки A , в которой осуществляется суммирование токов, практически равен нулю, то $U_{вх} = U_{R_2}$ и коэффициент усиления по напряжению ОУ с учетом того, что коэффициент передачи напряжения обратной связи $\beta_U = \frac{R_1}{R_2}$, можно определить по формуле

$$k_{U_{o.c}} = \frac{U_{\max}}{E_{и}} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{1}{\beta_U}. \quad (8.8)$$

Знак «—» в выражении (8.8) указывает на инвертирование полярности входного сигнала. Входное сопротивление такого ОУ $R_{вх} \approx R_1$, а выходное $R_{вых} \approx 0$.

На рис. 8.26 приведена схема неинвертирующего включения ОУ. Напряжение обратной связи $U_{o.c}$ пропорционально выходному напряжению усилителя, т.е.

$$U_{o.c} = U_{вх} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \beta_U U_{вх}. \quad (8.9)$$

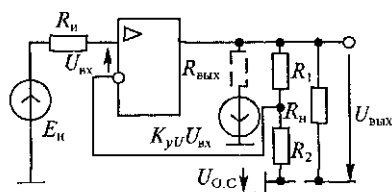


Рис. 8.26. Схема неинвертирующего включения ОУ

С учетом равенства (8.9) получим для неинвертирующего ОУ

$$k_{U_{o.c}} = \frac{1}{\beta_U} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}.$$

Схема дифференциального включения ОУ изображена на рис. 8.27 и представляет собой

комбинацию инвертирующей и неинвертирующей схем, предназначенную для усиления разностного напряжения $E_{и1} - E_{и2}$.

Учитывая, что токи источников сигналов не ответвляются на входы усилителя, а разность напряжения между входами усилителя $U_{вх+} - U_{вх-} \approx 0$, т. е. $U_{вх+} \approx U_{вх-}$, запишем

$$\frac{E_{и1} - U_{вх-}}{R} = \frac{U_{вх-} - U_{вых}}{NR},$$

$$U_{вх+} = \frac{E_{и2} NR}{R(N+1)} = \frac{NE_{и2}}{N+1}, \quad U_{вх+} = U_{вх-}.$$

Решая совместно эти уравнения, получим $U_{вх} = N(E_{и1} - E_{и2})$, откуда

$$k_{у.с} = \frac{U_{вых}}{E_{и1} - E_{и2}} = N.$$

На основе ОУ можно создавать электронные устройства, выполняющие некоторые математические операции, например, суммирование, интегрирование и дифференцирование.

Рассмотренные принципы построения усилительных каскадов справедливы при разработке интегральных микросхем аналогичного назначения. Такие усилители конструктивно выполняют в виде монолитной схемы, содержащей транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы и другие элементы в интегральном исполнении и обладающей свойствами усиления электрических сигналов без использования дополнительных навесных компонентов.

Анализ работы усилительных каскадов на транзисторах обычного исполнения показывает, что создание идеального усилителя, реализующего функции усиления в полосе частот от 0 до ∞ , нереально из-за ограниченности допустимых режимов работы транзисторов, наличия в усилителях паразитных элементов и связей и т. д.

Интегральная электроника позволяет значительно улучшить качество и повысить надежность электронных усилителей за счет обеспечения *функциональной избыточности* при их разработ-

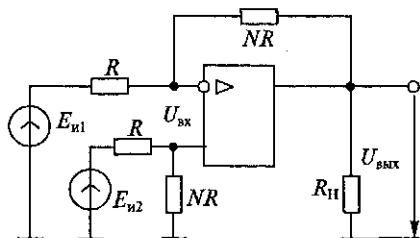


Рис. 8.27. Схема дифференциального включения ОУ

ке. Изменяя в таких усилителях коммутацию внешних выводов и способы подключения источников питания и нагрузки, можно получать многофункциональные электронные устройства в интегральном исполнении. На основе таких усилителей могут быть построены различные электронные генераторы, преобразователи частоты, детекторы и другие нелинейные устройства.

8.4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Электронным генератором называют устройство, преобразующее энергию источника постоянного тока в энергию незатухающих электрических колебаний заданной частоты и мощности.

Различают электронные генераторы гармонических (синусоидальных) и импульсных (релаксационных) колебаний.

Электронные генераторы гармонических колебаний применяют в установках для высокочастотного нагрева металлов, сушки и сварки диэлектриков, в приборах для контроля качества различных веществ и т.д.

В зависимости от частоты генераторы разделяют на *низкочастотные* (0,01...100 кГц), *высокочастотные* (0,1...100 МГц) и *сверхвысокочастотные* (свыше 100 МГц).

В зависимости от способа возбуждения различают *генераторы с независимым внешним возбуждением* и *с самовозбуждением (автогенераторы)*. Генераторы с независимым внешним возбуждением представляют собой усилители мощности, на вход которых подаются сигналы от автогенераторов. Чаще всего в электронных автогенераторах используют режим класса С, характеризующийся наибольшим значением КПД.

Для получения электрических сигналов, форма которых отличается от синусоидальной, используют импульсные генераторы, среди которых наибольшее распространение нашли генераторы прямоугольных импульсов (мультивибраторы), генераторы линейно изменяющихся напряжений и т.д.

Как уже отмечалось, при охвате усилителя положительной обратной связью по напряжению он самовозбуждается. Такое устройство работает в автоколебательном режиме и является автогенератором, представляющим собой усилитель с комплексным коэффициентом усиления по напряжению k_U и звено положительной обратной связи с комплексным коэффициентом передачи по напряжению β (рис. 8.28).

Комплекс напряжения $\dot{U}_{o.c}$ на выходе звена обратной связи определяется из соотношения

$$\dot{U}_{o.c} = \beta \dot{U}_{\text{вых}} \quad (8.10)$$

Напряжение на выходе генератора

$$\dot{U}_{\text{вых}} = k_U \dot{U}_{\text{о.с.}}$$

С учетом соотношения (8.10) можно записать, что

$$\dot{U}_{\text{вых}} = k_U \beta \dot{U}_{\text{вых}},$$

т.е. установившиеся колебания в генераторе будут иметь место при условии

$$k_U \beta = 1. \quad (8.11)$$

При $k_U \beta > 1$ амплитуда колебаний будет возрастать.

Выражение (8.11) можно представить в виде

$$k_U \beta = k_U \beta e^{j(\varphi + \psi)}, \quad (8.12)$$

где k_U и β — модули коэффициентов усиления и передачи соответственно усилителя и звена обратной связи; φ и ψ — аргументы этих коэффициентов.

Поскольку $k_U \beta$ представляет собой комплексную величину, то процесс самовозбуждения автогенератора, описываемый выражением (8.12), можно представить в виде двух условий:

$$k_U \beta = 1; \quad (8.13)$$

$$\varphi + \psi = 2\pi n, \quad (8.14)$$

где $n = 0, 1, 2 \dots$

Уравнение (8.13) показывает, что для реализации автоколебательного режима ослабление сигнала, вносимое звеном обратной связи, должно компенсироваться усилителем.

Уравнение (8.14), называемое условием баланса фаз, показывает, что в стационарном режиме сумма фазовых сдвигов выходных напряжений усилителя и звена обратной связи должна равняться нулю или целому числу $2\pi n$. Для получения стационарных устойчивых колебаний в автогенераторе должно выполняться соотношение $k_U \beta > 1$.

Рассмотрим некоторые типы автогенераторов.

Принципиальная схема автогенератора LC -типа приведена на рис. 8.29.

Усилитель выполнен на биполярном транзисторе VT , включенном по схеме с общим эмиттером, а звено обратной связи содержит резонансный контур $L_B C_B$, включенный в базовую цепь транзистора. Дроссели L_B и L_K , а также дроссели L_K и L_B индуктивно связаны между собой. Колебания в автогенераторе могут возникнуть либо в результате подключения источника энергии E_K , либо в результате флуктуации тока в транзисторе или коле-

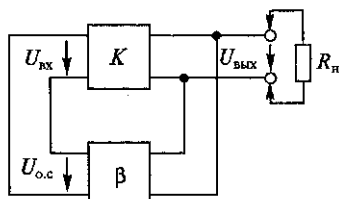


Рис. 8.28. Структурная схема автогенератора

бательном контуре, обуславливающих возникновение слабых колебаний с частотой $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_B C_B}}$. При отсутствии положитель-

ной обратной связи эти колебания прекратятся из-за наличия потерь энергии в контуре. При наличии положительной обратной связи появившиеся в контуре колебания напряжения усиливаются транзистором и через дроссель L_K , индуктивно связанный с дросселем L_B , вновь возвращаются в колебательный контур. Амплитуды колебаний быстро возрастают, что соответствует условию $k_U \beta > 1$. По мере роста амплитуды напряжения в цепи базы транзистора из-за нелинейности амплитудной характеристики коэффициент усиления k_U начинает уменьшаться, и $k_U \beta$ становится равным единице, что соответствует установившемуся стационарному режиму автоколебаний.

Условие баланса амплитуд в автогенераторе заключается в том, что на резонансной частоте ω_0 потери энергии в контуре компенсируются энергией, вносимой в контур источником питания E_K через дроссель L_K . При этом баланс амплитуд обуславливает постоянную амплитуду установившихся колебаний.

Условие баланса фаз реализуется при сдвиге фаз выходного напряжения усилителя и звена обратной связи, равном π , т.е. при $\varphi = -\psi$. При этом баланс фаз в автогенераторе также поддерживается автоматически. Для возникновения колебаний существует лишь одна частота (резонансная частота контура), на которой выполняется условие баланса фаз. Если же условия самовозбуждения выполняются для нескольких частот или какой-либо полосы частот, то возникают колебания напряжения (и тока) сложной формы, которую обычно представляют в виде суммы гармонических синусоидальных составляющих.

Для получения гармонических колебаний низкой и инфранизкой частот (от нескольких сотен килогерц до долей герца) применяют автогенераторы, в которых в качестве звеньев обратной связи используют RC -четырёхполюсники. Такие автогенераторы называются *автогенераторами RC -типа*. В диапазоне низких и инфранизких частот эти генераторы благодаря применению резисторов и конденсаторов обладают более высокой стабильностью, имеют меньшие массу, габаритные размеры и стоимость, чем LC -генераторы. Автогенераторы RC -типа выполняют на биполярных или полевых транзисторах и операционных усилителях.

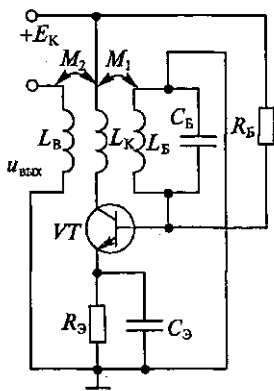


Рис. 8.29. Схема автогенератора LC -типа

Как и любой автогенератор, автогенератор RC -типа содержит усилитель и звено обратной связи (см. рис. 8.18), являющееся частотно-зависимой RC -цепью. В качестве частотно-зависимых цепей применяют Γ -образные RC -цепи или мост Вина. Поскольку автогенераторы с Γ -образными RC -цепями имеют недостатки, заключающиеся в неустойчивости и значительных искажениях формы колебаний, наиболее часто применяют RC -автогенераторы на ОУ с мостом Вина в цепи положительной обратной связи (рис. 8.30).

Мост Вина состоит из резисторов R_1 и R_2 и конденсаторов C_1 и C_2 . При частоте $\omega_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, где $R = R_1 = R_2$, а $C = C_1 = C_2$, мост

Вина имеет коэффициент передачи $\beta = 1/3$ и нулевой угол сдвига фаз. Включают мост Вина между выходным выводом ОУ и его неинвертирующим входом, что обуславливает реализацию положительной обратной связи. Коэффициент усиления в автогенераторе с мостом Вина $k_{U_{н.с.}} \gg 3$. Коэффициент усиления ОУ значительно больше, но форма колебаний может быть сильно искажена.

Для устранения этого недостатка вводят сильную отрицательную обратную связь, т. е. $k_{U_{н.с.}} = 1 + \frac{R_3 + R_t}{R_4}$.

Наличие в цепи обратной связи терморезистора R_t стабилизирует амплитуду выходного сигнала и уменьшает нелинейные искажения. Для регулирования частоты f_0 можно изменять либо сопротивления резисторов R_1 и R_2 , либо емкости конденсаторов C_1 и C_2 .

Автогенераторы с мостом Вина позволяют обеспечить простую перестройку частот в широком диапазоне их изменения, что обусловило применение таких генераторов для получения синусоидальных колебаний в диапазоне частот от 1 до 10^6 Гц.

Мультивибраторами называют двухпозиционные релаксационные генераторы периодически повторяющихся импульсов почти прямоугольной формы. Продолжительность выходных импульсов мультивибраторов может изменяться в диапазоне от микросекунд до десятков секунд, причем

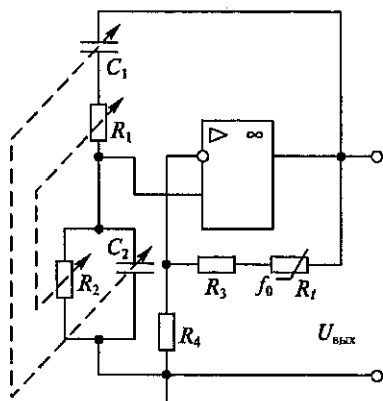


Рис. 8.30. Схема автогенератора RC -типа с мостом Вина на операционном усилителе

паузы имеют примерно ту же продолжительность, что и импульсы. У симметричных мультивибраторов продолжительности импульса и паузы одинаковы, у несимметричных — различны.

Принципиальная схема мультивибратора, выполненного на транзисторах *pnp*-типа, представлена на рис. 8.31, *а*, а диаграммы, характеризующие его работу, — на рис. 8.31, *б*.

Транзисторы VT_1 и VT_2 связаны между собой цепями обратной связи, выполненными на конденсаторах C_1 и C_2 , которые вместе с токоограничивающими резисторами R_1 и R_2 выполняют функции времязадающих цепей, определяющих продолжительность импульсов и пауз.

На интервале времени t_1 (рис. 8.31, *б*) транзистор VT_1 находится в проводящем состоянии (транзистор VT_2 — в непроводящем), а на интервале времени t_2 — в непроводящем (транзистор VT_2 — в проводящем).

В начальный момент времени t_0 под действием отрицательного импульса тока $i_{Б1}$, возникающего в базе транзистора VT_1 при прекращении разряда конденсатора C_2 через резистор R_2 , транзистор VT_1 включается. Необходимо иметь ввиду, что переходной процесс включения транзистора происходит в течение некоторого времени $t_{пер}$, обусловленного инерционными свойствами транзистора. При этом продолжительность $t_{пер} \ll t_1$ и $t_{пер} \ll t_2$ и поэтому на диаграммах рис. 8.31, *б* не учтена.

Проводящее состояние транзистора VT_1 поддерживается на интервале времени t_1 суммой токов, протекающих через цепь его базы: зарядного тока конденсатора C_2 , экспоненциально уменьшающегося с постоянной времени $C_2 R_{K2}$, и тока, протекающего через резистор R_2 и сохраняющего на этом интервале времени почти постоянное значение.

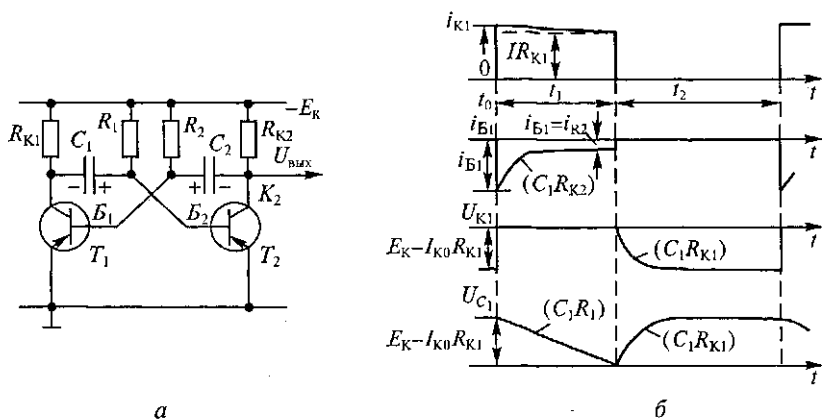


Рис. 8.31. Мультивибратор:

а — электрическая схема; *б* — временные диаграммы режима его работы

Чтобы обеспечить устойчивый режим работы мультивибратора при колебаниях напряжения E_K источника питания, базовый ток транзистора VT_1 , протекающий через резистор R_2 , должен создавать и после окончания заряда конденсатора C_2 режим насыщения этого транзистора.

Пока транзистор VT_1 находится в проводящем состоянии, через него протекает ток разряда конденсатора C_1 , экспоненциально спадающий с постоянной времени $C_1 R_1$, и коллекторный ток i_{K1} , протекающий через резистор R_{K1} . Внутренним падением напряжения на проводящих транзисторах VT_1 и VT_2 пренебрегаем из-за его малости.

Продолжительность интервала времени t_1 определяется изменением кривой напряжения U_{C1} на конденсаторе C_1 .

Транзистор VT_2 начинает переходить в проводящее состояние, когда потенциал на его базе переходит от положительного к отрицательному значению. При этом вновь развивается процесс, приводящий к переходу в режим насыщения транзистора VT_2 и выключению транзистора VT_1 . В течение интервала времени t_2 при проводящем транзисторе VT_2 происходит заряд конденсатора C_1 с постоянной времени $C_1 R_1$ и разряд конденсатора C_2 с постоянной времени $C_2 R_2$. В зависимости от того, какой из двух коллекторов является выходным зажимом мультивибратора, продолжительность выходного импульса соответствует t_1 или t_2 .

Величину сопротивления коллекторного резистора R_K выбирают исходя из условий необходимой амплитуды выходных импульсов тока и минимальной длительности переходного процесса при переключении мультивибратора из одного устойчивого состояния в другое.

Критерием выбора резисторов R_1 и R_2 является получение базовых токов, обеспечивающих достаточную глубину насыщения. Для этого сопротивления резисторов должны быть больше сопротивления резистора R_K в 5...10 раз.

Для обеспечения нормального режима работы мультивибратора необходимо также, чтобы время полного разряда конденсатора было меньше продолжительности наиболее короткого из интервалов t_1 или t_2 .

У мультивибраторов с регулируемой частотой резисторы R_1 и R_2 подключаются не непосредственно к отрицательному зажиму источника питания, а к подвижному контакту потенциометра, подключенного параллельно источнику питания.

ГЛАВА 9

ИЗМЕРЕНИЯ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

9.1. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

В настоящее время появляется все большее число различных систем, работа которых основана на использовании высокочастотных сигналов. Прежде всего к ним относятся практически все радиотехнические устройства. Так, обычные радиовещательные приемники используют диапазон частот от 150 кГц примерно до 120 МГц. Передача сигналов по цепям телефонной связи охватывает диапазон частот от 50 Гц до 4 кГц. Радиолокационные станции и спутниковое телевидение используют волны длиной около 3 см, что соответствует частоте 10 ГГц. В промышленности применяют метод закалки изделий токами высокой частоты, разработаны технологические методы использования высокочастотных напряжений на заводах. Сюда же можно отнести и все компьютеры, системы спутниковой навигации и др. Все устройства, работающие на высокой частоте, требуют проведения различных видов измерений как в процессе их разработки, так и при эксплуатации. Использование для этих целей приборов, применяемых для измерений в цепях переменного тока промышленной частоты 50 Гц, практически полностью исключается. Это связано в первую очередь с тем, что такие приборы в своей конструкции содержат различные индуктивности, которые на высокой частоте имеют большое сопротивление и практически не пропускают высокочастотный ток. Достаточно вспомнить принцип действия одного из самых распространенных типов приборов — прибора электромагнитной системы. В нем движение стрелки при измерении напряжения или тока связано с созданием магнитного поля катушкой, через которую протекает переменный ток, втягивающий сердечник, связанный со стрелкой. Кроме того, практически все измерительные приборы, работающие на низкой частоте, имеют достаточно высокое значение входной емкости. Если с помощью такого прибора попытаться настроить колебательный контур в каком-то радиотехническом устройстве, то само подключение прибора к контуру уже расстроит его за счет внесения в контур большой емкости измерительного прибора.

Достаточно часто на высоких частотах приходится измерять специфические параметры, аналогов которых в низкочастотных

измерениях нет. Так, должна быть известна эффективность линий передачи сигналов высокой частоты, т.е. та часть энергии, которая от источника высокочастотного сигнала дойдет до приемного устройства. В отличие от линий передачи, работающих на частоте 50 Гц, на высокой частоте сигнал может отражаться от приемного устройства и в него может поступать только какая-то часть посланной мощности.

Работа многих электронных устройств связана с передачей и приемом различных импульсных сигналов, форму которых необходимо контролировать. Это обычно производится с помощью электронных осциллографов, которые являются практически одними из наиболее универсальных измерительных приборов. С их помощью можно не только просматривать форму сигналов, но и определять их основные параметры, частоту следования, длительность, амплитуды, фазовые сдвиги и др. Осциллографы применяются не только при работе с радиотехническими системами, но во многих других случаях, например при наладке систем управления станками с числовым программным управлением, в компьютерах и т.д.

Для настройки многих устройств связи как проводных, так и радиотехнических требуются специальные генераторы сигналов. Они же применяются для отладки и других устройств, например систем зажигания автомобилей и различных систем автоматического управления и регулирования.

Практически все измерительные приборы, работающие в цепях высокой частоты, создаются на базе электроники. Только они могут обеспечить высокое входное сопротивление и малую входную емкость, т.е. параметры, устраняющие влияние на работу устройств, в которых производятся измерения при подключении к ним измерительных приборов. Они практически не нагружают те цепи, где производятся измерения, и не являются потребителями электрической мощности.

Часто такие приборы снабжены выносными головками для подключения их к измеряемым устройствам. Это устраняет влияние проводов, идущих от схемы измерения к прибору, так как они вносят дополнительную емкость и могут служить источником излучения (как антенна) высокочастотных сигналов.

9.2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ

При измерениях на высокой частоте используются измерительные генераторы двух видов: генераторы гармонических, т.е. синусоидальных сигналов и генераторы сигналов специальной формы, часто называемые генераторами импульсов. В свою очередь генераторы гармонических сигналов могут быть разбиты на

три большие группы: генераторы инфранизкой частоты, генераторы низкой частоты и генераторы высокой частоты.

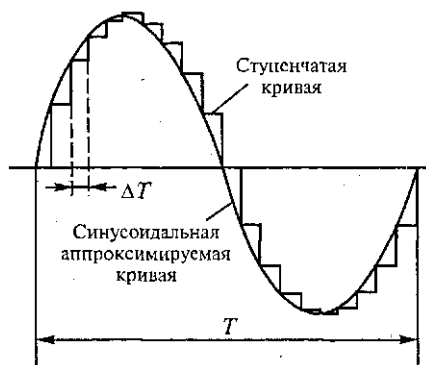
Инфранизкочастотные генераторы предназначены для генерирования сигналов синусоидальной формы в диапазоне частот от 0,01 до 20 Гц. Они используются в основном для исследования систем автоматического управления объектами, обладающими большой инерционностью, например, системы управления курсом судов. Чаще всего такие генераторы работают на принципе моделирования синусоидального сигнала с помощью числового кода с последующим преобразованием его в аналоговый синусоидальный сигнал.

Структурная схема такого преобразователя приведена на рис. 9.1, а.

Кварцевый генератор вырабатывает последовательность коротких импульсов. На выходе делителя частоты с переменным коэффициентом деления образуется последовательность импульсов с необходимым шагом дискретизации ΔT , поступающая в счетчик импульсов.



а



б

Рис. 9.1. Формирование гармонического сигнала цифровым генератором:

а — структурная схема генератора; б — ступенчатая аппроксимация сигнала

Последние с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП) образуют синусоидальный сигнал заданной частоты. Усилитель с фильтром обеспечивает получение напряжения необходимой амплитуды и улучшает форму сигнала. Выбором количества ступенек, из которых формируется синусоидальный сигнал, можно получить качественный выходной сигнал синусоидальной формы. Чем больше ступенек, тем ближе выходное напряжение приближается к синусоидальной форме.

Низкочастотные генераторы сигналов работают в основном при трех вариантах задающих генераторов, т.е. тех источников сигналов, которые определяют рабочую частоту: генераторы типа LC , генераторы типа RC и генераторы на биениях. Все они в той или иной степени охватывают диапазон частот от 20 Гц

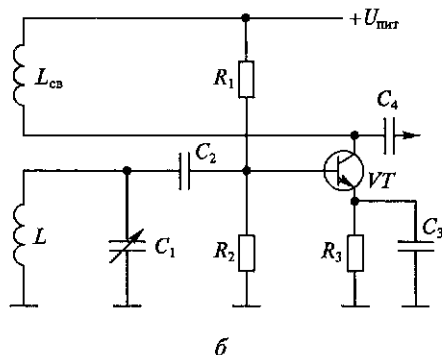
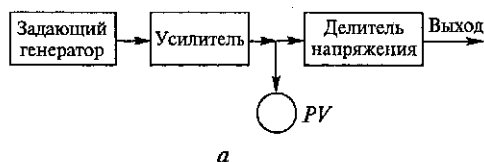


Рис. 9.2. Генератор низкой частоты:
a — структурная схема; *б* — схема задающего генератора

с использованием в задающем генераторе положительной обратной связи и колебательного контура, перестраивая который, можно изменять частоту, генерируемую примерно до 200 кГц.

Схема генератора *LC*-типа представлена на рис. 9.2. Положительная обратная связь обеспечивается за счет катушки связи $L_{св}$, индуктивно связанной с катушкой L колебательного контура LC_1 . Так как перестройки конденсатора C_1 от минимальной емкости до максимальной не хватает для перекрытия всего диапазона частот генератора НЧ, приходится подключать к колебательному контуру сменные катушки индуктивности или выполнять катушку индуктивности L секционированной. Резисторы R_1 и R_2 обеспечивают выбор рабочей точки транзистора, а резистор R_3 и конденсатор C_3 необходимы для температурной стабилизации режима работы транзистора.

Задающий *LC*-генератор вырабатывает напряжение заданной частоты и подает его на усилитель, обеспечивающий максимальный уровень выходного напряжения. Это напряжение измеряется электронным вольтметром и с помощью делителя напряжения доводится до необходимой величины.

RC-генератор также использует положительную обратную связь, только частота задается не колебательным контуром, а фазировочной цепочкой, состоящей из резисторов и конденсаторов. Она обеспечивает нужное условие возбуждения только на одной заданной частоте. Упрощенная схема задающего генератора при-

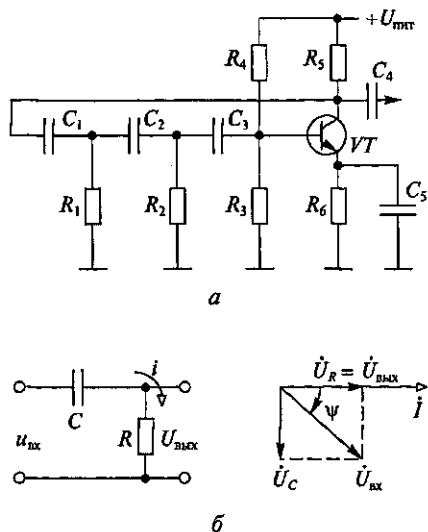


Рис. 9.3. Генератор RC -типа:
 а — схема генератора; б — фазосдвигающая цепь

ведена на рис. 9.3, а. Напряжение на выходе транзистора (выходное напряжение) по отношению к напряжению на базе (входное напряжение усилителя) находится в противофазе. Для обеспечения положительной обратной связи необходимо с помощью фазировочной цепочки сдвинуть фазу выходного напряжения на 180° , чтобы оно поступало на вход транзистора в фазе с напряжением на входе. Для объяснения необходимости применения трех сдвигающих RC -цепей рассмотрим одну из них и проанализируем характер ее работы. Для упрощения будем считать, что к ней не под-

ключена нагрузка. Векторная диаграмма для такой цепи, приведенная на рис. 9.3, б, позволяет сделать заключение, что в зависимости от соотношений сопротивлений емкости и резистора можно получить сдвиг по фазе ψ между входным и выходным напряжениями только в диапазоне от 0 до значения, несколько меньшего 90° (при $\psi \rightarrow 90^\circ U_{\text{вых}} \rightarrow 0$). Следовательно, для получения необходимого фазового сдвига в 180° необходимы как минимум три фазосдвигающие цепочки.

Изменение генерируемой частоты достигается использованием переменного резистора в одной из RC -цепочек фазировочной цепи. Изменяя величину сопротивления переменного резистора, обеспечивают условия возникновения колебаний на новой частоте. Изменение ψ в зависимости от частоты связано с тем, что емкостное сопротивление конденсаторов $x_C = 1/(2\pi fC)$ зависит от частоты f .

Структурная схема генератора низкой частоты, работа которого основана на принципе биений, приведена на рис. 9.4, а. В таком генераторе в качестве задающего применяются два высокочастотных LC -генератора, напряжения с которых поступают на смеситель. На выходе последнего образуется большое количество различных составляющих двух высокочастотных сигналов и в том числе сигнал их разностной частоты. Низкочастотный фильтр на выходе смесителя пропускает на вход усилителя только этот разностный сигнал, так как он имеет наиболее низкую

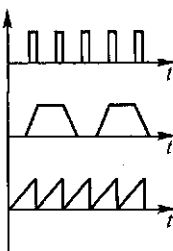
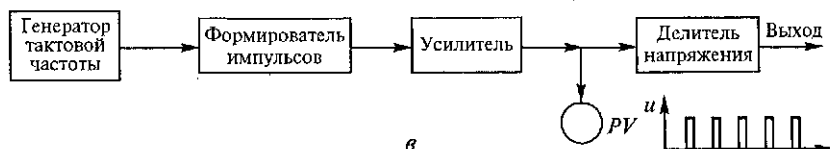
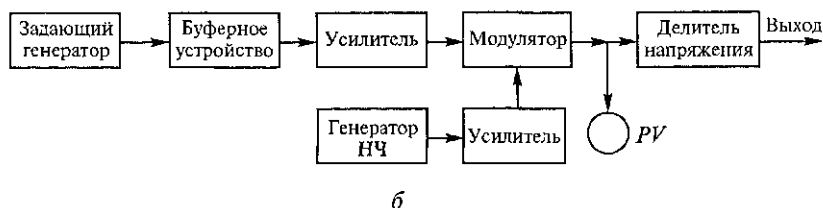
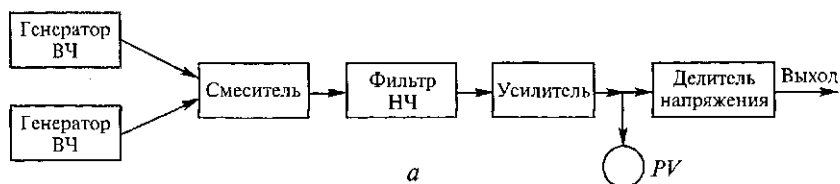


Рис. 9.4. Структурные схемы генераторов:
а — низкой частоты на биениях; б — высокой частоты; в — сигналов специальной формы

частоту. Изменяя частоту одного из высокочастотных генераторов, можно изменять частоту выходного сигнала. Особенность генераторов подобного типа состоит в том, что в них можно изменять частоту выходного напряжения генератора практически от нуля. Основным недостатком генераторов подобного типа является недостаточно высокая стабильность частоты выходного напряжения.

Генераторы высокой частоты принципиально не отличаются от рассмотренного ранее генератора низкой частоты, работающего с использованием колебательного LC -контура. Частота такого генератора должна быть, как правило, выше 150 кГц. Практически все генераторы такого рода имеют возможность работать в режиме получения модулированного сигнала. Структурная схема генератора высокой частоты приведена на рис. 9.4, б. Для более стабильной работы задающего генератора между ним и усилителем включается так называемый буферный (промежу-

точный) каскад. Для получения модулированного напряжения в схеме предусмотрен модуляционный каскад, осуществляющий амплитудную модуляцию, и тракт низкой частоты, вырабатывающий частоту модуляции. Она в большинстве случаев стандартная и составляет 400 Гц.

Блок-схема генератора импульсов приведена на рис. 9.4, а. Он включает генератор тактовой частоты, определяющий частоту следования импульсов, генератор формирования импульсного сигнала необходимой формы, усилитель, измеритель амплитуды импульсов и выходной делитель. В некоторых типах импульсных генераторов предусмотрен визуальный просмотр формы генерируемых сигналов с помощью встроенного осциллографа. Импульсные генераторы позволяют получать на выходе сигналы различной формы — прямоугольные, трапецеидальной формы, пилообразной формы и т.д. Они позволяют изменять длительность импульсов, их полярность и ряд других параметров.

9.3. ЭЛЕКТРОННЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Электронные осциллографы предназначены в первую очередь для визуального наблюдения формы различных электрических сигналов. Одновременно они позволяют проводить измерение многих параметров напряжений, поступающих на их вход, — амплитуды импульсов, постоянного и переменного напряжения, частоты, сдвига по фазе, постоянного и переменного тока и др. Осциллограф благодаря своей универсальности может заменить многие другие измерительные приборы.

Осциллографы могут быть одноканальными и двухканальными. В одноканальном осциллографе на экране изображается только один сигнал, поступающий на вход осциллографа. В двухканальном осциллографе имеется возможность одновременного просмотра двух напряжений, поступающих на отдельные входы. Изображение в осциллографах чаще всего воспроизводится с помощью электронно-лучевой трубки. В последнее время появились осциллографы, использующие жидкокристаллические экраны, что позволило уменьшить длину корпуса за счет исключения из конструкции достаточно длинной электронно-лучевой трубки. Кроме того, такие осциллографы существенно проще сопрягаются с компьютерами, обладают памятью, т.е. могут запомнить изображение и воспроизвести его по команде оператора. С их помощью можно автоматически проводить измерение, например, амплитуды сигналов с выдачей непосредственно цифровых значений.

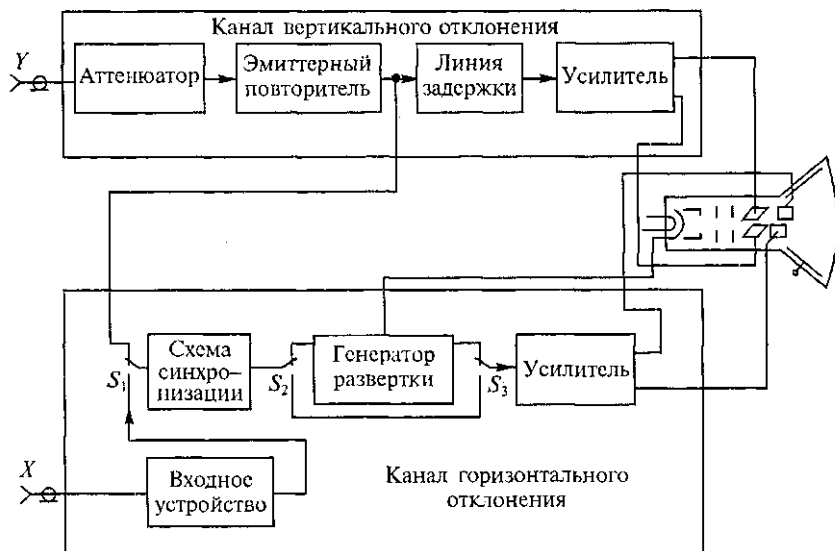


Рис. 9.5. Структурная схема осциллографа

Структурная схема универсального одноканального осциллографа приведена на рис. 9.5.

Изображение в нем формируется с помощью электронно-лучевой трубки, использующей электростатическое отклонение луча. В ней с помощью электронного прожектора формируется поток электронов в виде тонкого луча, который, достигая люминофора на внутренней поверхности экрана, вызывает его свечение. Отклонение луча по вертикали и горизонтали осуществляется с помощью двух пар отклоняющих пластин, на которые подаются отклоняющие напряжения. Исследуемое напряжение является функцией времени, и поэтому для его наблюдения необходимо, чтобы луч двигался по экрану в горизонтальном направлении пропорционально времени, а его перемещение по вертикали определялось входным исследуемым напряжением. Для движения луча по горизонтали к горизонтальным отклоняющим пластинам прикладывается напряжение пилообразной формы, что обеспечивает перемещение луча слева направо с постоянной скоростью, быстрый возврат в начало экрана и очередное движение с постоянной скоростью слева направо. Исследуемое напряжение подается на вертикальные отклоняющие пластины, в результате положение луча в момент времени однозначно соответствует значению исследуемого сигнала в данный момент времени.

В осциллографе имеются два канала — канал вертикального (Y) и горизонтального (X) отклонения. Канал вертикального от-

клонения предназначен для передачи входного напряжения на вертикальные отклоняющие пластины. Он включает аттенюатор, обеспечивающий ослабление входного сигнала до уровня получения на экране картинки необходимого размера, линию задержки и усилитель. С выхода усилителя сигнал поступает на вертикальные отклоняющие пластины. Канал горизонтального отклонения (канал развертки) служит для создания и передачи на горизонтальные отклоняющие пластины напряжения, вызывающего горизонтальное перемещение луча, пропорционально времени.

В осциллографах применяются несколько видов развертки, основная из которых образуется с помощью пилообразного напряжения. Чтобы линия развертки не мерцала при наблюдении, луч должен прочерчивать одну и ту же траекторию не менее 25...30 раз в секунду ввиду инерционной способности зрения человека (рис. 9.6, *а*).

В тех случаях, когда частота следования исследуемых импульсов слишком мала или нестабильна, а также когда необходимо просмотреть единичные импульсы, используется ждущая развертка (рис. 9.6, *б*). В ней каждый зубец пилообразного напряжения начинается только с приходом очередного исследуемого импульса. Для того чтобы изображение исследуемого импульса не находилось в самой левой точке экрана и для предотвращения возможного пропадания его переднего фронта подачу исследуемого сигнала на отклоняющие пластины необходимо проводить с некоторым опозданием по отношению к началу движения луча по горизонтали. Для этой цели в канале вертикального отклоне-

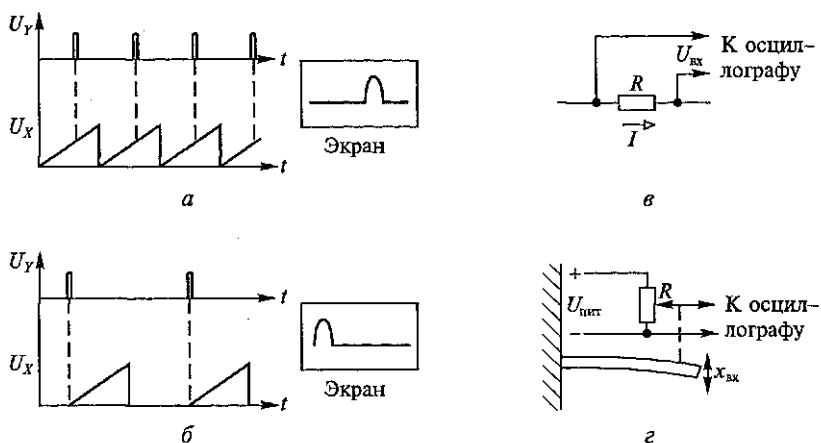


Рис. 9.6. Развертки осциллографа и схемы измерений:

а — непрерывная развертка; *б* — ждущая развертка; *в* — измерение тока; *г* — измерение деформации

ния имеется линия задержки. Если при непрерывной развертке и отсутствии входного сигнала в канале Y на экране видна прямая горизонтальная линия, то при ждущей развертке в этом случае экран будет чист.

В некоторых случаях внутренний генератор пилообразного напряжения отключается и движение луча в горизонтальном направлении осуществляется за счет подачи на горизонтальный вход (вход X) отдельного напряжения.

Все современные осциллографы имеют калиброванные развертки и усилители вертикального отклонения. Измерив длину изображения сигнала на экране осциллографа, можно определить его длительность в единицах времени, а измерив длину по вертикали, — амплитуду сигнала. Измерению этих величин помогает масштабная сетка, наложенная на экран электронно-лучевой трубки.

Некоторые типы осциллографов позволяют запомнить по команде оператора изображение на экране и снова воспроизвести его даже после выключения и повторного включения прибора, а также зафиксировать соответствующие сигналы на бумаге принтера.

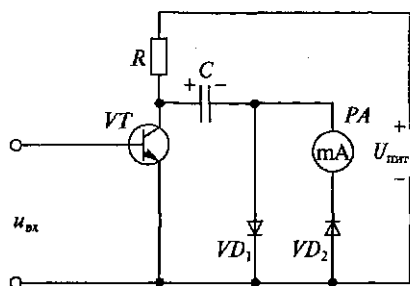
Для наблюдения и исследования функциональных зависимостей электрических или неэлектрических величин необходимо предварительно преобразовать их в напряжения. Так, для измерения тока последовательно в цепь включают небольшое сопротивление (рис. 9.6, *а*) и на вход Y осциллографа подают напряжение с этого резистора. Измерив на экране напряжение на этом резисторе и зная величину сопротивления резистора, по закону Ома определяют силу тока. Для измерения неэлектрических величин они должны быть преобразованы с помощью специальных преобразователей (датчиков) в напряжение, которое и подается на вертикальный вход осциллографа. Так, например, для измерения деформации какой-нибудь детали конструкции ее с помощью датчика потенциометрического типа (рис. 9.6, *б*) преобразуют в напряжение, которое наблюдается на экране.

Большинство осциллографов имеют два варианта вертикального входа, устанавливаемого с помощью переключателя: открытый и закрытый. Открытый вход (обозначается значками постоянного и переменного напряжения) позволяет подавать на вертикальные пластины электронно-лучевой трубки как постоянную, так и переменную составляющую напряжения. В этом режиме с помощью осциллографа можно измерять и постоянные напряжения. Закрытый вход (обозначается значком переменного напряжения) за счет включения в канал вертикального усиления последовательного конденсатора пропускает только переменную составляющую входного напряжения.

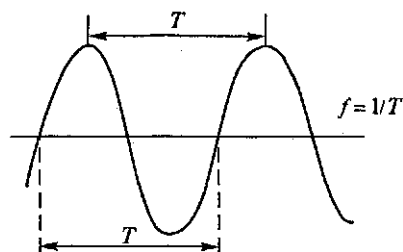
9.4. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

Рассмотрим методы измерений частоты на высоких частотах, которые получили наиболее широкое распространение. Одним из них является *конденсаторный метод*, который основывается на принципе заряда и разряда конденсатора в течение каждого периода напряжения, частоту которого необходимо измерить. Упрощенная схема конденсаторного частотомера приведена на рис. 9.7, а.

Прибор состоит из транзистора, работающего в ключевом режиме, двух диодов, в цепь одного из которых включен магнитоэлектрический миллиамперметр, конденсатора и резистора. Переменное напряжение, частоту которого необходимо измерить, подают на вход прибора между базой транзистора и корпусом. При отрицательной полуволне входного напряжения транзистор будет закрыт. Конденсатор C за время этой полуволны заряжается через резистор R и диод VD_1 практически до величины напряжения источника питания $U_{\text{пит}}$. С приходом положительной полуволны на вход транзистора он открывается и сопротивление участка коллектор—эмиттер становится очень малым. За время прихода этой полуволны конденсатор разрядится по цепи коллектор—эмиттер транзистора VT , диод VD_2 и измерительный прибор PA . Процесс заряда и разряда конденсатора будет повторяться с каждым периодом измеряемого напряжения. Среднее значение тока I через прибор будет прямо пропорционально числу циклов заряда и разряда, т.е. числу периодов в единицу времени. Иначе говоря, показания прибора будут пропорциональны



а



б

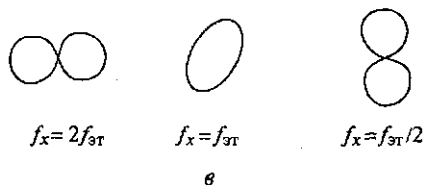


Рис. 9.7. Измерение частоты:

а — конденсаторный частотомер; б — по экрану осциллографа; в — по фигурам Лиссажу

частоте f напряжения, приложенного к входу прибора $I = nf$. Достоинством рассмотренного метода является линейность шкалы индикатора и простота переключения прибора на различные диапазоны измерения частоты. Приборы подобного типа обычно используются для измерения частоты до 200 кГц. В реальной конструкции конденсаторного частотомера на его входе стоит усилитель-ограничитель, который усиливает входное напряжение и преобразует его в напряжение прямоугольной формы. Это напряжение управляет работой транзистора VT в ключевом режиме, т.е. в режиме полного закрытия транзистора и полного открытия в режиме насыщения.

Измерение частоты в очень широком диапазоне может производиться с помощью осциллографа. Один из простейших методов такого измерения заключается в том, что, получив на экране четкое изображение сигнала, частоту которого необходимо измерить, определяют, как это описывалось ранее, период колебаний T в секундах. По известной формуле, связывающей период с частотой, получают ее значение в герцах:

$$f = 1/T.$$

Частота этим методом может определяться во всем частотном диапазоне работы осциллографа (от десятка герц до нескольких десятков мегагерц). Точность измерения зависит во многом от опыта экспериментатора.

Более точные результаты можно получить при использовании метода фигур Лиссажу. Он заключается в том, что на один из входов (например, Y) осциллографа подается напряжение, частоту f_x которого необходимо определить, а на второй, например горизонтальный (вход X), — напряжение эталонной частоты $f_{\text{эт}}$ от генератора сигналов. Внутренняя развертка осциллографа должна быть отключена. Если частоты этих напряжений относятся как простые числа, на экране будет видна неподвижная замкнутая кривая. Если отношения частот существенно отличаются от простой дроби, на экране осциллографа будет виден светящийся прямоугольник. Если частоты совпадают, на экране будет виден эллипс, который при совпадении фаз или сдвиге на 180° преобразуется в наклонную линию. Если частота генератора в два раза меньше частоты измеряемого напряжения ($f_x = 2f_{\text{эт}}$), то на экране появится замкнутая кривая в виде знака бесконечности, а если частота генератора в два раза больше частоты измеряемого напряжения ($f_x = f_{\text{эт}}/2$), — в виде восьмерки (рис. 9.7, в). Все эти замкнутые кривые получили название кривых Лиссажу. Существуют правила, по которым можно определить отношение частот, если оно выражается простыми числами. Однако наиболее удобно ориентироваться при измерении на получение эллипса, при котором

частоты оказываются равными. Точность измерения частоты по фигурам Лиссажу достаточно высокая, так как она определяется только погрешностью генератора сигналов.

Резонансный метод измерения частоты синусоидальных колебаний основан на явлении резонанса, который возникает в колебательном контуре измерительного прибора при равенстве собственной (резонансной) частоты контура и измеряемой частоты внешнего источника сигнала. Структурная схема такого частотомера приведена на рис. 9.8, а, а упрощенная принципиальная схема на рис. 9.8, б.

Схема состоит из колебательного контура, образованного индуктивностью L_k и емкостями трех конденсаторов, один из которых переменный C_k . Два других конденсатора образуют делитель напряжения. С одного из них напряжение поступает на измерительный прибор — электронный вольтметр (индикатор резонанса). Сигнал, частота которого измеряется, подводится к колебательному контуру с помощью катушки связи $L_{св}$. При перестройке контура колебательной системы с помощью конденсатора переменной емкости на частоте исследуемого сигнала возникает резонанс, который определяется по максимальному показанию вольтметра. С помощью градуировочных таблиц или графиков по положению оси конденсатора переменной емкости определяют частоту исследуемого напряжения. Точность измерения частоты в зависимости от точности градуировки положения оси переменного конденсатора может достигать 1%. Иногда градуировочная таблица или график составляются для определения не частоты, а длины волны. В этом случае прибор называется волномером. Так как при изменении емкости переменного конденсатора от минимального значения до максимального удается произвести измерение на ограниченном участке частот, предусмотрено подключение к контуру сменных катушек индуктивности для работы на других участках

частотного диапазона. Для каждого из таких диапазонов используются свои градуировочные таблицы или графики.

Широкое применение в измерительной технике цифровых измерительных приборов привело к созданию и использованию *цифровых частотомеров*. Принцип работы таких измерительных приборов заключается в под-

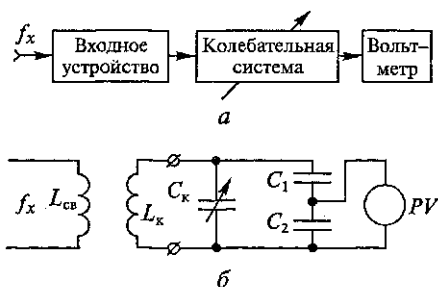


Рис. 9.8. Резонансный частотомер:
а — структурная схема; б — принципиальная схема

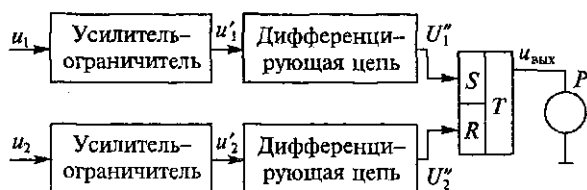
счете числа периодов напряжения, частоту которого необходимо измерить за определенный интервал времени. После деления числа периодов на время измерительного интервала получают численное значение частоты исследуемого сигнала, которое поступает на цифровой индикатор. Точность измерения частоты цифровыми методами может быть достаточно высока, а широкое использование в электронике интегральных схем и тенденции к их удешевлению позволяют считать, что использование цифровых частотомеров будет расширяться.

9.5. ИЗМЕРЕНИЕ СДВИГА ФАЗ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

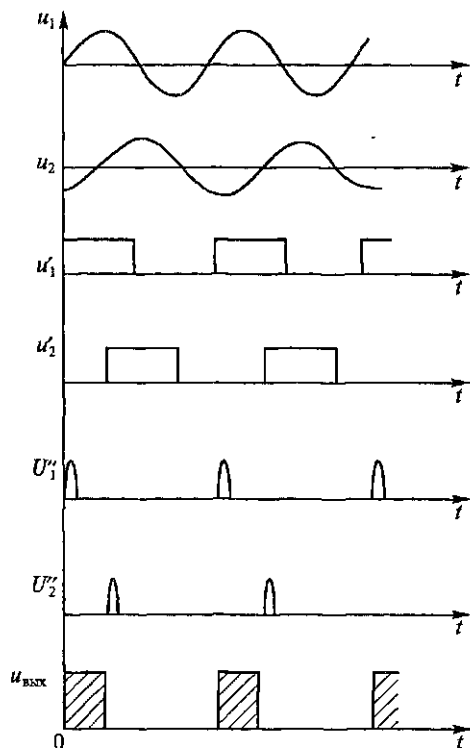
В процессе работы с высокочастотной аппаратурой достаточно часто приходится производить измерение сдвига по фазе. Сдвиг по фазе φ между током и напряжением чаще всего измеряется на низких частотах с помощью логометрических электродинамических фазометров, которые предназначены для работы на фиксированной частоте, обычно не выше 3 кГц. Для работы на высокой частоте такие фазометры неприменимы. В отличие от измерения фазовых сдвигов в цепях промышленной частоты, когда чаще всего определяют сдвиг по фазе между током и напряжением, в аппаратуре, работающей на высокой частоте, важно знать фазовые сдвиги между напряжениями.

Для измерения фазовых сдвигов с непосредственной оценкой на высокой частоте может служить электронный аналоговый фазометр, структурная схема и временные диаграммы которого приведены на рис. 9.9.

Два напряжения u_1 и u_2 , сдвиг по фазе между которыми необходимо определить, поступают на усилители-ограничители, преобразующие переменные синусоидальные напряжения в напряжения прямоугольной формы u'_1 и u'_2 . Из передних фронтов прямоугольных напряжений дифференцирующие цепи получают короткие импульсы, один из которых поступает на вход S RS -триггера и переводит его в состояние логической единицы (на его выходе появляется напряжение), а второй поступает на вход R , возвращая триггер в исходное состояние, когда на его выходе напряжение отсутствует. В результате на выходе триггера появится последовательность импульсов, следующих с частотой, равной частоте подаваемых на вход напряжений, и с длительностью, пропорциональной сдвигу по фазе. Среднее по времени напряжение на выходе триггера (или среднее значение тока) также будет прямопропорционально сдвигу по фазе исследуемых напряжений. Оно измеряется стрелочным прибо-



a



б

Рис. 9.9. Электронный аналоговый фазометр:
a — структурная схема; *б* — временные диаграммы

ром, шкала которого может быть отградуирована непосредственно в значениях фазовых сдвигов. Описанная схема фазометра может работать в широком диапазоне частот, вплоть до очень высоких, и позволяет измерять фазовые сдвиги между напряжениями, величины которых могут существенно отличаться друг от друга. При необходимости измерения сдвига по фазе между напряжением и током последний легко может быть преобразован в пропорциональное ему напряжение, снимаемое с

небольшого сопротивления, включенного в цепь тока. Входное сопротивление фазометра может быть достаточно большим, что устраняет его влияние на схему, в которой производится измерение.

Для измерения фазовых сдвигов можно использовать также и осциллограф. В простейшем случае необходим двухканальный осциллограф, на вертикальные входы которого подают два напряжения, сдвиг по фазе между которыми необходимо определить. С помощью ручек изменения масштаба по вертикали выравнивают амплитуды этих напряжений на экране (рис. 9.10, *a*) и по масштабной сетке или линейкой измеряют расстояние L , соответствующее периоду колебания и расстояние l между вершинами синусоид. Величина фазового сдвига определяется по формуле

$$\varphi = 360 \frac{l}{L}.$$

Точность измерения таким методом невысока, но этим методом можно измерять фазовые сдвиги между напряжениями, амплитуды которых могут отличаться в десятки тысяч раз.

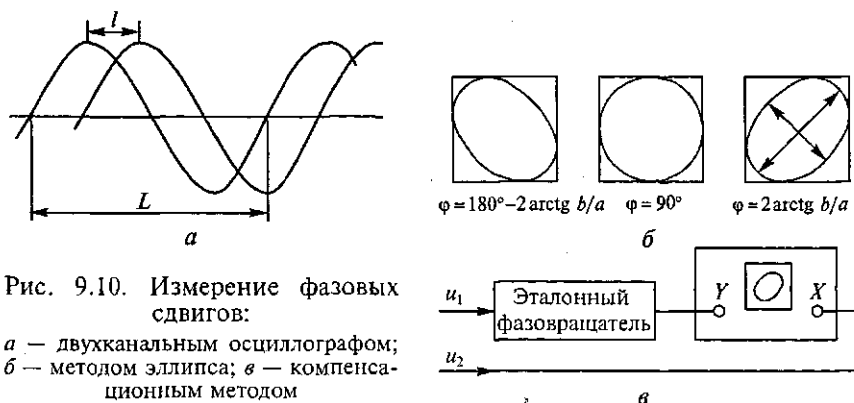
Измерение фазовых сдвигов осциллографом с помощью метода эллипса не так наглядно, но для него можно использовать одноканальный осциллограф. Два напряжения, сдвиг по фазе между которыми измеряется, подаются на входы Y и X осциллографа и изменением масштаба по вертикали и горизонтали вписывают полученный на экране эллипс в произвольный квадрат (рис. 9.10, *б*), который можно выбрать, ориентируясь на масштабную сетку на экране электронно-лучевой трубки. Измерив длину большой оси эллипса a и малой b , определяют сдвиг по фазе по формулам:

если эллипс наклонен в правую сторону, $\varphi = 2 \operatorname{arctg} \frac{b}{a}$,

если эллипс наклонен в левую сторону, $\varphi = 180^\circ - 2 \operatorname{arctg} \frac{b}{a}$.

В частных случаях при $\varphi = 0^\circ$ эллипс преобразуется в прямую с наклоном вправо, а при $\varphi = 180^\circ$ — в прямую с наклоном влево. Точность измерения угла сдвига фаз рассмотренным методом также не очень велика.

Более высокую точность измерения фазовых сдвигов можно получить используя осциллограф в качестве нуль-индикатора, когда он служит только для фиксирования нулевого сдвига по фазе. Такой метод получил название компенсационного. Он заключается в том, что напряжения, сдвиг по фазе между которыми измеряется, подаются на вертикальный и горизонтальный входы осциллографа. В цепь одного из подаваемых напряжений включает-



ся эталонный градуированный фазовращатель (рис. 9.10, в). Фазовращателем компенсируют имеющийся сдвиг по фазе, наблюдая изображение эллипса на экране осциллографа. Когда суммарный фазовый сдвиг станет равным нулю, на экране эллипс превратится в линию с наклоном вправо. Результат измерения считывают со шкалы эталонного фазовращателя. Точность измерения при этом методе в основном определяется точностью градуировки фазовращателя и может быть достаточно высокой.

Высокая точность измерения фазовых сдвигов обеспечивается в цифровых фазометрах. В них в цифровой форме измеряется период T напряжений на входе прибора и время t запаздывания одного колебания по отношению к другому. Вычисления по формуле $\varphi = 360t/T$ дают величину фазового сдвига непосредственно в цифровом виде.

9.6. ИЗМЕРЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ И ЕМКОСТИ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Обычно измерение параметров линейных компонентов (индуктивности и емкости) производят на высокой частоте резонансным методом. Он основан на том, что зависимость резонансной частоты колебательного контура от его параметров определяется формулой $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$.

Определив резонансную частоту контура и зная значение эталонного компонента (конденсатора или индуктивности), можно определить значение другого.

Приборы для таких измерений получили название куметров, так как они позволяют определять добротность колебательного контура Q , которая равна отношению напряжения на конденсаторе к напряжению на входе контура. Упрощенная схема куметра приведена на рис. 9.11.

Куметр включает генератор высокой частоты, образцовый градуированный в значениях емкости конденсатор и клеммы подключения измеряемой катушки индуктивности или конденсатора. Для измерения индуктивности катушки L_x ее подключают к выводам *кат* и настройкой генератора высокой частоты добиваются явления последовательного резонанса. Его находят по показанию электронного вольтметра, подключенного к эталонному конденсатору. Приведенная ранее формула позволяет по известным значениям емкости эталонного конденсатора и резонансной частоте определить величину индуктивности катушки. Напряжение высокочастотного сигнала генератора обычно фиксировано, что позволяет шкалу измерительного электронного вольтметра отградуировать непосредственно в значениях добротности Q . Для измерения емкости конденсатор подключают к выводам схемы *конд*, а к выводам *кат* эталонную катушку индуктивности. При вычислении емкости конденсатора необходимо учесть, что параллельно ему подключен эталонный конденсатор, величину емкости которого необходимо вычесть из полученного значения суммарной емкости. Указанные методы измерения значений емкости и индуктивности применимы только для малых величин, но именно такие методы используются в высокочастотных цепях различной аппаратуры.

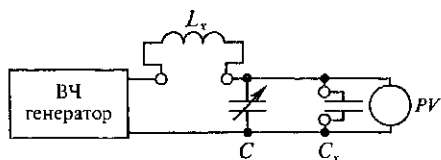


Рис. 9.11. Схема куметра

9.7. ИЗМЕРЕНИЯ В ЦЕПЯХ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

В предыдущих подразделах рассматривались измерения в цепях с сосредоточенными параметрами, в которых имелись конкретные конденсаторы, обладающие той или иной емкостью, и катушки индуктивности, в которых была сосредоточена вся индуктивность. Наряду с такими цепями в высокочастотной аппаратуре применяются цепи, в которых нет конкретных деталей — конденсаторов и катушек индуктивностей, а емкости и индуктивности распределены на каких-то участках цепей. Чаще всего, когда говорят о цепях с распределенными параметрами, имеют в виду высокочастотные линии передачи. Действительно, между проводами линии передачи существует определенная емкость, причем не в каком-то определенном месте, а на любом ее участке. Индуктивностью обладает каждый участок провода линии передачи. Иначе говоря, линию передачи можно пред-

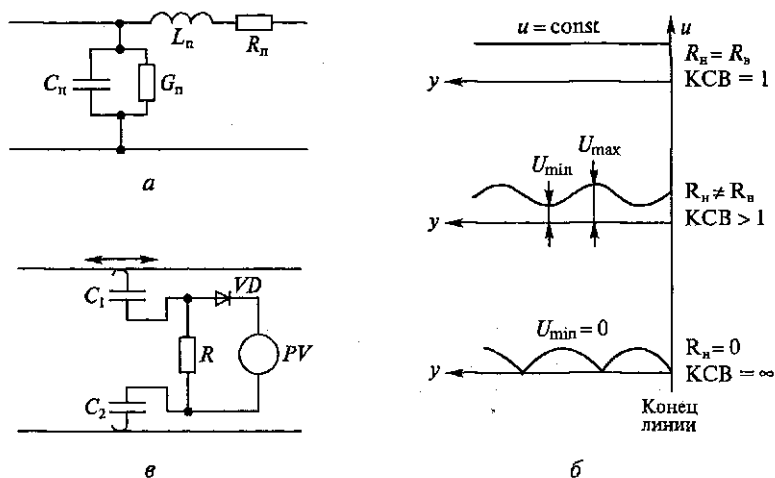


Рис. 9.12. Линии с распределенными параметрами:

a — эквивалентная схема; *б* — распределение напряжения вдоль линии; *в* — индикатор измерения коэффициента стоячей волны

ставить некоторой эквивалентной схемой, состоящей из большого числа миниатюрных катушек индуктивностей и конденсаторов (рис. 9.12, *a*).

Если в обычной линии передачи электрической энергии, работающей на промышленной частоте, напряжение вдоль ее длины остается постоянным или монотонно убывает к концу за счет сопротивления проводов, то в линии с распределенными параметрами напряжение вдоль линии может то увеличиваться, то уменьшаться, а при некоторых режимах работы даже в отдельных точках быть равным нулю. Обычно критерием того, какую линию считать линией с распределенными параметрами, является соизмеримость ее длины с длиной волны переменного напряжения, подключенного к ней. Например, линия передачи, обычно выполненная в виде коаксиального кабеля, идущая от антенны к телевизору, может считаться линией с распределенными параметрами, так как длина волны принимаемых каналов находится в пределах от 35 см до 6 м.

Основным параметром линии с распределенными параметрами является ее волновое сопротивление, которое, пренебрегая активными потерями в ней, может быть определено по формуле

$$R_{\text{в}} = \sqrt{\frac{L_{\text{п}}}{C_{\text{п}}}},$$

где $L_{\text{п}}$ — погонная индуктивность; $C_{\text{п}}$ — погонная емкость, т.е. емкость и индуктивность линии на единицу ее длины.

Значения погонной индуктивности и погонной емкости могут быть определены теоретически или экспериментально.

Распределение напряжения вдоль линии зависит от характера и величины нагрузки. На рис. 9.12, б показаны зависимости напряжения вдоль линии от ее конца в зависимости от нагрузки. Если нагрузка линии равна ее волновому сопротивлению, то в этом случае вдоль всей линии напряжение постоянно. Такой режим, при котором максимально возможная мощность передается от источника в нагрузку, называется согласованным, а в линии имеет место режим бегущей волны. При любых других значениях нагрузки напряжение вдоль линии будет меняться, имея точки максимума и минимума. При таком режиме к нагрузке будет поступать только часть мощности. В линии возникнет отраженная волна, и часть мощности источника будет возвращаться к нему. В предельном случае, когда нагрузка равна нулю (режим короткого замыкания) или равна бесконечности (режим холостого хода), в линии устанавливается режим стоячих волн, при котором никакой передачи энергии нет.

Режим работы линии передачи с распределенными параметрами обычно характеризуется коэффициентом стоячей волны (КСВ), который может быть определен по формуле

$$\text{КСВ} = U_{\max} / U_{\min},$$

где U_{\max} — максимальное значение напряжения в линии; U_{\min} — минимальное значение напряжения в линии.

При согласованном режиме $U_{\max} = U_{\min}$ и $\text{КСВ} = 1$. Это оптимальный режим работы линии, при котором вся мощность от источника поступает в нагрузку. Чем больше значение КСВ, тем хуже работает линия, и, когда $\text{КСВ} = \infty$, мощность в линии не передается.

Один из вариантов индикатора для подобных измерений показан на рис. 9.12, в. Этим же способом можно определить и волновое сопротивление линии. Для этого необходимо подключить к ее концу переменный резистор и, изменяя его величину, зафиксировать режим работы линии, при котором $\text{КСВ} = 1$ (или по крайней мере имеет минимальное значение). Сопротивление, включенное при этом режиме, дает значение волнового сопротивления линии.

Длину волны генератора, питающего линию, можно определить, измерив расстояние L между двумя соседними максимумами напряжения вдоль линии: $\lambda = 2L$.

Измерения в линиях с распределенными параметрами обычно требуют сложных приборов и специальной методики. Это связано с тем, что с увеличением рабочей частоты геометрические размеры цепей становятся очень малыми и любое подключение к ним оказывает существенное влияние на их работу.

ГЛАВА 10

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

10.1. ОБЩАЯ ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

10.1.1. Назначение и классификация электрических машин

Электрическая машина (ЭМ) предназначена для преобразования механической энергии в электрическую и электрической в механическую, а также одной формы электрической энергии в другую, отличающуюся по напряжению, току или частоте.

Электрические машины, предназначенные для преобразования электрической энергии в механическую, называются электрическими двигателями, а машины, в которых происходит обратное преобразование, — генераторами.

Использование машин в качестве генераторов и двигателей является их основным назначением. В то же время электрические машины могут использоваться для преобразования рода электрического тока, например, постоянного в переменный или же преобразования величины напряжения. Кроме того, ЭМ широко используются в качестве датчиков угла, перемещения и скорости, для выполнения математических операций и усиления мощности электрических сигналов, а также для повышения коэффициента мощности электрических установок.

Помимо деления по назначению электрические машины классифицируются по принципу действия на коллекторные и бесколлекторные (рис. 10.1), отличающиеся друг от друга принципом действия и конструкцией.

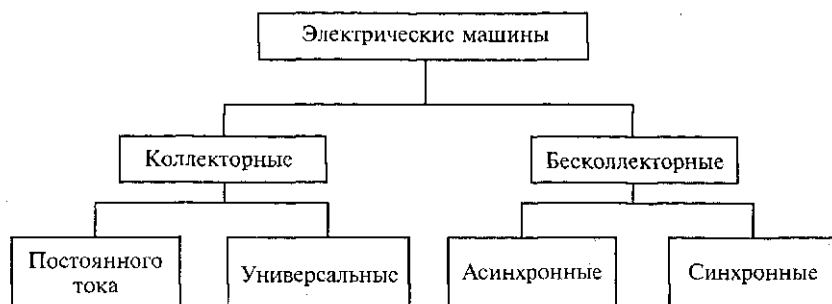


Рис. 10.1. Классификация электрических машин по принципу действия

Коллекторные машины применяются главным образом для работы на постоянном токе. Лишь коллекторные машины обычно небольшой мощности выполняют универсальными, работающими на постоянном и переменном токе.

Бесколлекторные машины делятся на асинхронные и синхронные (многофазные и однофазные).

Широкое распространение электрических машин привело к разработке их многочисленных конструктивных форм. Поэтому приведенная на рис. 10.1 классификация является приближенной и не отображает всего многообразия типов электрических машин.

10.1.2. Преобразование энергии в электрических машинах

При работе электрической машины в режиме генератора механическая энергия преобразуется в электрическую. Это происходит в соответствии с законом электромагнитной индукции (см. подразд. 2.2.1): если внешняя сила F перемещает проводник в магнитном поле, например, слева направо перпендикулярно вектору магнитной индукции B (рис. 10.2), то в проводнике будет наводиться ЭДС:

$$E = BlV, \quad (10.1)$$

где E — ЭДС, индуцируемая в проводнике, В; B — магнитная индукция, Тл; l — активная длина проводника (длина его части, находящейся в магнитном поле), м; V — скорость движения проводника, м/с.

Формула (10.1) определяет лишь величину ЭДС. Для определения ее направления следует воспользоваться правилом правой руки (см. рис. 2.6). Применив это правило, определим направление ЭДС в проводнике («от нас»). Если концы проводника замкнуть, под действием ЭДС в проводнике возникнет ток такого же направления. Таким образом, проводник в магнитном поле можно рассматривать в этом случае как элементный генератор.

В результате взаимодействия тока I с магнитным полем возникает электромагнитная сила $F_{эм}$, действующая на проводник: $F_{эм} = BIl$.

Направление силы $F_{эм}$ определяется по правилу левой руки. В рассматриваемом случае эта сила направлена справа налево, т.е. противоположно движению проводника. Таким образом, в генераторе электромагнитная сила $F_{эм}$ является тормозящей по отношению к движущей силе F . При равномерном движении проводника эти две силы равны по величине. Если же внешнюю силу F к проводнику не прикладывать, а от источника электроэнергии подвести к нему напряжение U , в цепи возникнет ток I

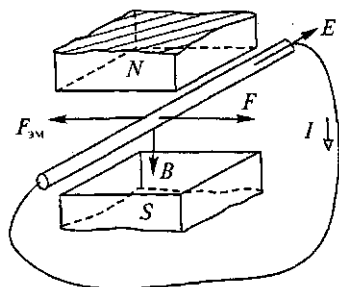


Рис. 10.2. Движение проводника в магнитном поле

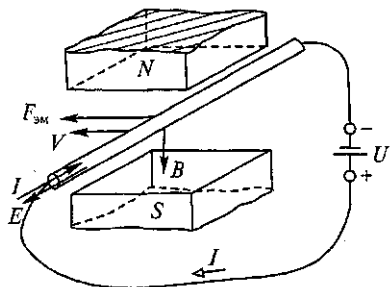


Рис. 10.3. Проводник с током в магнитном поле

(рис. 10.3), и на проводник будет действовать только электромагнитная сила $F_{эм}$, направление которой определяется правилом левой руки.

Под действием этой силы проводник начнет передвигаться в магнитном поле со скоростью V . При этом в проводнике индуцируется ЭДС, противоположная по направлению приложенному напряжению U . Таким образом, напряжение уравнивается электродвижущей силой E , наведенной в этом проводнике, и падением напряжения в электрической цепи:

$$U = E + IR,$$

где R — электрическое сопротивление цепи.

Электрическая мощность (UI), поступающая в проводник, частично преобразуется в механическую ($F_{эм}V$), а частично расходуется на покрытие электрических потерь в проводнике (I^2R). Следовательно, проводник с током, помещенный в магнитное поле, можно рассматривать как элементарный электродвигатель.

Указанный процесс преобразования энергии дает возможность сделать важный вывод: необходимым условием работы электрической машины является наличие проводников и магнитного поля, имеющих возможность перемещаться друг относительно друга, т.е. электромагнитный механизм электрической машины должен содержать часть, создающую магнитное поле, и часть, представляющую собой в общем случае совокупность проводников, пересекающих линии магнитного поля. Физически безразлично, как именно создается магнитное поле. Но в электрических машинах чаще всего оно создается электромагнитным путем с помощью стального сердечника с намотанной на него катушкой, по которой течет электрический ток. Это позволяет создавать поля большой интенсивности, регулировать их и таким образом воздействовать на рабочие характеристики машины.

Наведение ЭДС осуществляется разными путями. Так, например, в машинах постоянного тока поле неподвижно, а проводники вращаются; в синхронных машинах, наоборот, поле вращается, а проводники неподвижны; в асинхронных машинах вращается и поле, и проводники подвижной части, причем их вращение возможно либо в одну сторону, либо в разные. При этом преобразование энергии в электрической машине может происходить в любом направлении, т.е. электрическая машина может работать как в качестве генератора, так и в качестве двигателя. Указанное свойство электрических машин называется обратимостью.

Неподвижная часть ЭМ называется статором, а подвижная (вращающаяся) — ротором.

ЭДС, индуцируемая основным полем возбуждения в перемещающихся относительно поля проводниках машины, вызывает в этих проводниках ток, величина которого зависит от нагрузки машины. Ток создает свое собственное магнитное поле, которое воздействует на основное поле возбуждения. Такое влияние поля токов в перемещающихся проводниках на поле возбуждения называется реакцией якоря. В результате реакции якоря основное поле возбуждения машины может искажаться и уменьшаться по величине.

Подводимая к электрической машине за время dt энергия $P_1 dt$ преобразуется в ней в энергию $P_2 dt$, причем $P_2 < P_1$, так как при работе машины имеются потери, связанные с процессом преобразования в ней энергии. Потери энергии, равные $(P_1 - P_2)dt$, полезно не используют и рассеиваются в виде теплоты, нагревая отдельные части машины.

Потери при работе электрической машины в основном складываются:

из электрических потерь, обусловленных нагревом проводников обмоток и других проводящих контуров при протекании по ним тока (их еще называют потерями в меди);

магнитных потерь от гистерезиса и вихревых токов в перемещаемых ферромагнитных частях машины (потери в стали);

механических потерь на трение вращающихся частей в подшипниках и о воздух (зависят от скорости ротора).

Отношение $\eta = P_2/P_1$ называется коэффициентом полезного действия электрической машины. Электрические машины малой и средней мощности имеют КПД, равный 0,8...0,9, достигающий в машинах большой мощности (тысячи киловатт) до 0,97...0,99.

На рис. 10.4 представлены диаграммы преобразования мощности в генераторе и двигателе. Для генератора (рис. 10.4, а)

$$P_{\text{мех}} = P_1 - \Pi_{\text{мех}}; \quad P_{\text{эл}} = P_2 + \Pi_{\text{эл}},$$

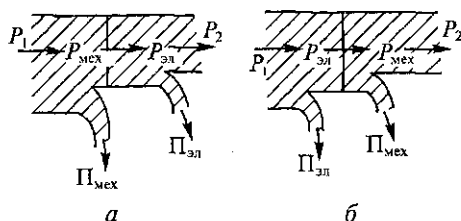


Рис. 10.4. Диаграмма преобразования мощности генератора (а) и двигателя (б)

где $\Pi_{\text{мех}}$ — мощность механических потерь; P_1 — механическая мощность, подводимая к генератору; $\Pi_{\text{эл}}$ — мощность электрических потерь в генераторе; P_2 — полезная электрическая мощность, отдаваемая генератором.

Для двигателя (рис. 10.4, б)

$$P_{\text{эл}} = P_1 - \Pi_{\text{эл}}; \quad P_{\text{мех}} = P_2 - \Pi_{\text{мех}},$$

где $\Pi_{\text{эл}}$ — мощность электрических потерь в двигателе; P_1 — электрическая мощность, подводимая к двигателю; $\Pi_{\text{мех}}$ — мощность механических потерь, обусловленная вращением двигателя; P_2 — его полезная механическая мощность.

Электрический момент, создаваемый в электрической машине в процессе преобразования энергии, в генераторе направлен против момента приводного двигателя. Чем большую электрическую мощность $P_{\text{эл}}$ развивает генератор, тем больше его противодействующий момент.

В случае электрического двигателя его электромагнитный момент M используется для совершения полезной механической работы; он преодолевает момент сопротивления M_c рабочего механизма.

10.1.3. Принцип действия и устройство коллекторных машин постоянного тока

Коллекторная машина постоянного тока является, по существу, машиной переменного тока, так как в ее перемещающейся относительно поля возбуждения обмотке — обмотке якоря — протекает переменный ток. Однако машина имеет специальное устройство — коллектор, позволяющий преобразовывать переменный ток в постоянный. Рассмотрим работу коллекторной машины постоянного тока на примере простейшего генератора постоянного тока. Она состоит из полюсов магнита ($N-S$), создающих постоянный магнитный поток. Между ними с линейной скоростью V вращается рамка 1—2—3—4 с длиной стороны l (рис. 10.5).

При вращении рамки, например, против направления движения часовой стрелки в каждой ее стороне индуцируется ЭДС,

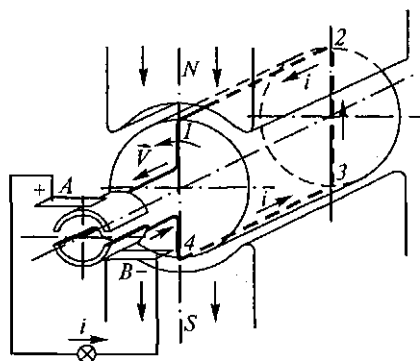


Рис. 10.5. Простейшая модель электрической машины постоянного то-

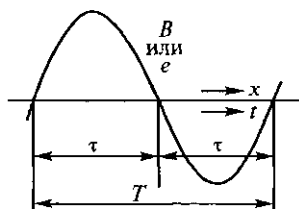


Рис. 10.6. Индукция под полюсом или ЭДС в рамке

направление которой определяется правилом правой руки (см. рис. 10.5), а величина — формулой (10.1). Поскольку длина рамки l и скорость V — величины постоянные, величина ЭДС зависит только от распределения индукции B под полюсами, которое близко к синусоидальному. Поэтому изменение ЭДС между точками 1—4 рамки (см. рис. 10.5) также близко к синусоидальному (рис. 10.6). Таким образом, если к концам рамки 1 и 4 подключить с помощью скользящих контактов внешнюю нагрузку, в ней потечет переменный ток, имеющий форму ЭДС (см. рис. 10.6).

Чтобы заставить ток протекать по внешней цепи в каком-нибудь одном направлении, т.е. выпрямить его, используется специальное устройство — коллектор. Концы витка 1—2—3—4 присоединяются к двум изолированным медным сегментам (см. рис. 10.5). На пластины наложены неподвижные в пространстве щетки A и B , к которым присоединяется внешняя цепь.

Нужно поставить щетки так, чтобы при вращении якоря каждая из них соприкасалась только с той коллекторной пластиной и тем из проводников рамки, которые находятся под полюсом данной полярности. Так, щетка A всегда соприкасается только с проводником, находящимся под северным полюсом (см. рис. 10.5). Следовательно, по внешней цепи ток будет протекать только в одном направлении — от щетки A к щетке B , т.е. происходит выпрямление наводимой в витке ЭДС и тока в пульсирующие ЭДС на щетках и ток во внешней цепи (рис. 10.7).

Пульсации тока на рис. 10.7 носят резко выраженный характер. Однако эти пульсации сглаживаются, если

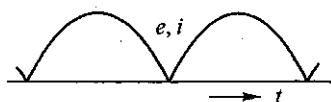


Рис. 10.7. Выпрямленные ЭДС и ток

вместо рамки использовать обмотку, состоящую из большого числа проводников, определенным образом выполненную и соединенную с коллектором. Система подвижных проводников в машине постоянного тока вместе с несущей их механической конструкцией называется якорем.

В режиме двигателя к щеткам подводится постоянный ток, который коллектором преобразуется в переменный ток обмотки якоря. Этот ток, взаимодействуя с полем возбуждения, создает электромагнитный момент, приводящий якорь в движение и совершающий максимальную работу.

Скорость перемещения проводников обмотки якоря относительно неподвижного поля возбуждения основных полюсов определяется частотой вращения якоря n (об/мин). Поэтому ЭДС обмотки якоря

$$E = C_E \Phi n, \quad (10.2)$$

где C_E — конструктивный коэффициент, зависящий от геометрии и параметров машины и ее обмотки якоря; Φ — магнитный поток.

Исходя из рассматриваемого принципа действия, машина постоянного тока состоит из двух основных частей: неподвижной части — статора, предназначенной в основном для создания магнитного потока, и вращающейся части — якоря, в которой происходит процесс преобразования механической энергии в электрическую (электрический генератор) или наоборот — электрической энергии в механическую (электродвигатель).

Неподвижная и вращающаяся части отделяются друг от друга зазором.

Неподвижная часть машины постоянного тока состоит из основных полюсов, предназначенных для создания основного магнитного потока; добавочных полюсов, устанавливаемых между основным и служащих для достижения безыскровой работы щеток на коллекторе.

Якорь представляет собой цилиндрическое тело, вращающееся в пространстве между полюсами, и состоит из зубчатого сердечника якоря, уложенной на нем обмотки, коллектора и щеточного аппарата.

10.1.4. Принцип действия и устройство электрических машин переменного тока

Как и машины постоянного тока, электрические машины переменного тока состоят из статора и ротора. По способу образования магнитного поля статора и ротора машины переменного тока делятся на две группы: асинхронные и синхронные. В осно-

ве работы асинхронных и синхронных машин лежит образование вращающегося магнитного поля.

Обмотки статора обычно присоединяются к сети переменного тока и создают вращающееся магнитное поле, поэтому устройство этой части асинхронных и синхронных машин получается одинаковым.

Получение вращающегося магнитного поля. В асинхронных и синхронных машинах вращающееся магнитное поле статора образуется при протекании трехфазного тока в трех обмотках, оси которых сдвинуты в пространстве на $120^\circ/p$, где p — число пар полюсов обмотки. При $p = 1$ получается двухполюсное вращающееся магнитное поле, образование которого можно пояснить с помощью рис. 10.8.

Расположим три одинаковые катушки AX , BY , CZ так, что их оси смещены на 120° по отношению друг к другу (рис. 10.8, a). Присоединим катушки к симметричной трехфазной системе ЭДС. Пусть токи входят в начало катушек A , B , C и изменяются следующим образом:

$$i_A = I_m \sin(\omega t);$$

$$i_B = I_m \sin(\omega t - 120^\circ);$$

$$i_C = I_m \sin(\omega t + 120^\circ).$$

Графическое изменение этих токов во времени показано на рис. 10.8, b .

Каждый из токов будет создавать пульсирующее поле, направленное вдоль оси своей катушки. Положительное направление магнитной индукции поля первой катушки в соответствии с правилом буравчика обозначим $+A$ (ток направлен от начала катушки A к ее концу X), второй — $+B$, третьей — $+C$. Индукцию первой катушки обозначим B_A , второй — B_B , третьей — B_C .

Покажем мгновенное значение B_A , B_B , B_C и результирующую индукцию $B_{рез}$ для моментов времени $\omega t = 0; \frac{\pi}{2}; \pi; \frac{3}{2}\pi$ (рис. 10.8, $в, г, д, е$).

Очевидно, что с течением времени вектор результирующей магнитной индукции, оставаясь по величине неизменным, вращается в направлении от начала первой катушки с током $I_m \sin(\omega t)$ к началу второй катушки с отстающим током $I_m \sin(\omega t - 120^\circ)$. Если поменять токи двух любых катушек местами, направление вращения поля изменится на обратное.

Из рис. 10.8. следует, что полный оборот результирующий вектор магнитной индукции двухполюсного магнитного поля

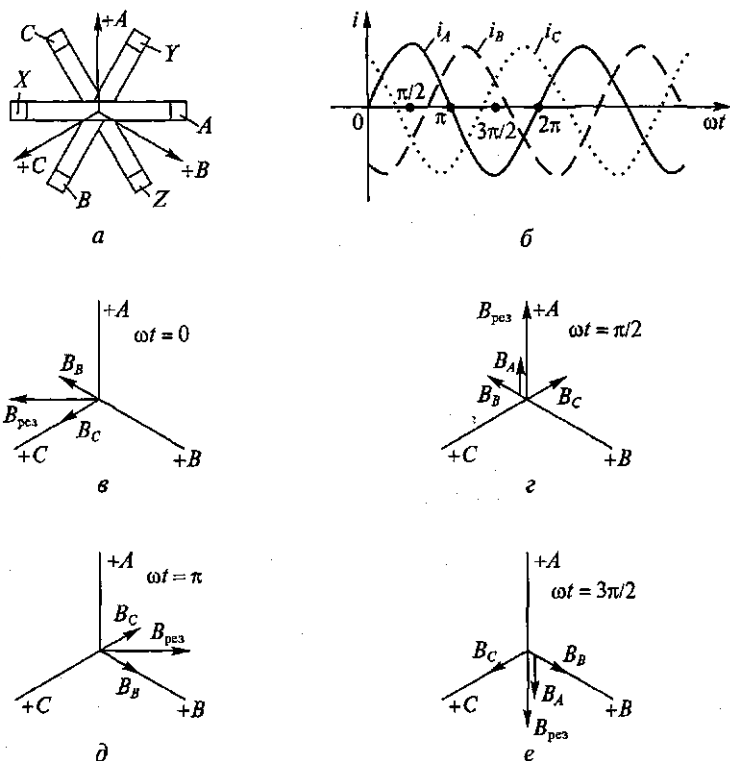


Рис. 10.8. Принцип получения вращающегося магнитного поля

совершит за время, равное периоду T переменного тока обмотки, т.е. частота вращения двухполюсного магнитного поля

$$n = \frac{60}{T} = 60f_1 \text{ об/мин,}$$

где $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$ — частота питающей сети.

Токи в трехфазной обмотке могут возбуждать не только двухполюсное, но и многополюсное вращающееся магнитное поле. Для этого количество катушек в фазе увеличивается в число раз, равное требуемому числу пар полюсов p магнитного поля, а размеры катушек уменьшают во столько же раз.

Скорость вращения магнитного поля, образующего две пары полюсов, будет в два раза меньше, чем скорость вращения двухполюсного поля, так как за один период изменения токов полюсы поворачиваются на пространственный угол, равный 180° .

В общем случае

$$n_1 = 60 \frac{f_1}{p}, \text{ об/мин,} \quad (10.3)$$

где p — число пар полюсов магнитного поля.

Из выражения (10.3.) видно, что при принятой в нашей стране и многих других странах мира промышленной частоте 50 Гц частота вращения магнитных полей статора с трехфазной обмоткой при различном числе пар полюсов p составит:

p	...	1	2	3	4	5
n_1 , об/мин	...	3000	1500	1000	750	600

Принцип действия и устройство асинхронного двигателя. Вращающееся поле статора пересекает проводники обмотки ротора и индуцирует в них ЭДС. При замкнутой обмотке ротора под действием ЭДС в обмотке возникают токи, направление которых определяется по правилу правой руки (рис.10.9.).

Взаимодействие этих токов с полем статора создает действующие на проводники электромагнитные силы F , направление которых определяется по правилу левой руки. Как видно из рис. 10.9, эти силы стремятся повернуть ротор в направлении вращения магнитного поля статора. Совокупность сил F , приложенных к отдельным проводникам, создает на роторе электромагнитный момент M , приводящий его в движение с частотой вращения n_2 .

Разность n_1 и n_2 принято характеризовать безразмерной величиной, называемой скольжением $s = \frac{(n_1 - n_2)}{n_1}$.

Важнейшим свойством асинхронной машины является то, что при ее работе магнитное поле статора и ротор перемещаются с разными частотами вращения, несинхронно (асинхронно), что и получило отражение в наименовании этой машины.

Скольжение асинхронного двигателя может изменяться в пределах $0 < s \leq 1$. При этом $s \approx 0$ соответствует режиму холостого хода, когда ротор не испытывает противодействующих моментов, а $s = 1$ соответствует неподвижному ротору ($n_2 = 0$) — режим короткого замыкания или пуска. Обычно в номинальном режиме асинхронного двигателя величина скольжения составляет 0,01...0,06.

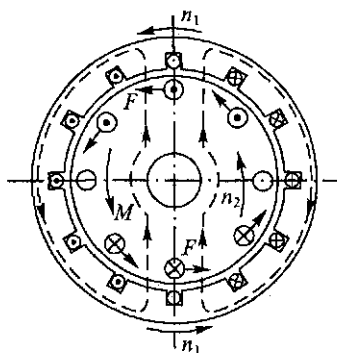


Рис. 10.9. Принцип действия асинхронного двигателя

Как и все электрические машины асинхронные двигатели обратимы, т.е. они могут работать в режиме генератора, отдающего энергию в трехфазную сеть. Для этого внешними силами ротор необходимо раскрутить до частоты вращения n_2 , большей чем n_1 , при этом $s < 0$. Токи обмотки ротора создают свое собственное магнитное поле. Анализ показывает, что независимо от частоты вращения ротора, магнитное поле его токов перемещается в пространстве с той же частотой вращения n_1 , что и магнитное поле статора, т.е. в любом режиме асинхронной машины магнитные поля статора и ротора взаимно неподвижны друг относительно друга. Этим и обеспечивается электромеханическое преобразование энергии в асинхронной машине.

Рассмотренный принцип работы асинхронных машин определяет и их конструкцию, состоящую из статора и ротора. Статоры трехфазных асинхронных двигателей устроены одинаково, а роторы конструктивно отличаются друг от друга.

Основными частями статора являются корпус, сердечник и трехфазная обмотка. С корпусом прочно соединены два боковых подшипниковых щита с подшипниками, в которых вращается вал ротора.

Начала и концы фаз асинхронных машин состоят из пакета магнитопровода цилиндрической формы, набранного из стальных дисков с пазами, в которых располагаются обмотки. Пакет магнитопровода с обмоткой расположен на валу. Между пакетом ротора и пакетом сердечника статора имеется равномерный зазор.

Различают два типа обмоток ротора. Обмотки первого типа содержат медные или алюминиевые стержни, вставляемые или заливаемые в пазы ротора без изоляции. Эти стержни замыкаются коротко по обоим торцам пакета ротора медными или алюминиевыми кольцами соответственно. Двигатель с ротором такого типа называют короткозамкнутым или с «беличьей клеткой» (рис. 10.10, а). Ротор также называется короткозамкнутым (рис. 10.10, б).

В пазы обмоток второго типа укладывается трехфазная обмотка, как и на статоре. Фазы обмотки соединяются звездой и три свободных ее конца присоединяются к трем изолированным контактными кольцам, насаженным на вал (рис. 10.11, а).

На боковом подшипниковом щите укрепляется щеткодержатель, причем так, чтобы расположенные в нем три группы щеток надежно соприкасались с контактными кольцами ротора. Ротор с катушечной трехфазной обмоткой и контактными кольцами называют фазным (рис. 10.11, б). Машины с контактными кольцами допускают подключение внешней цепи к цепи ротора для изменения характеристик двигателя в процессе управления.

Асинхронные двигатели являются самыми распространенными электрическими машинами в промышленности и сельском хозяйстве.

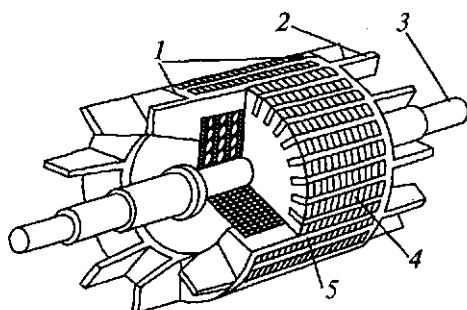
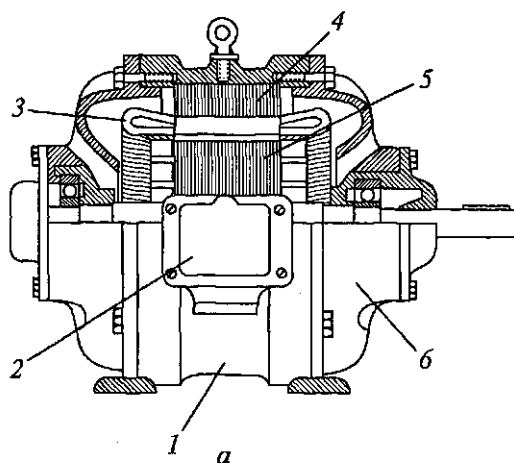


Рис. 10.10. Устройство асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором:

a — двигатель: 1 — корпус статора; 2 — коробка выводов; 3 — обмотка статора; 4 — сердечник статора; 5 — ротор; 6 — подшипниковый щит; *б* — ротор: 1 — замыкающие кольца; 2 — вентиляционные лопасти; 3 — вал; 4 — пакет ротора; 5 — стержни обмотки

Принцип действия и устройство синхронных машин. Синхронной называется такая машина переменного тока, частота вращения ротора которой равна частоте вращения магнитного поля статора, определяемой выражением (10.3).

Ротор такой машины представляет электромагнит, возбуждаемый постоянным током. В синхронных машинах малой мощности вместо обмотки на роторе могут использоваться постоянные магниты.

В режиме генератора ротор синхронной машины приводится во вращение первичным двигателем с номинальной скоростью,

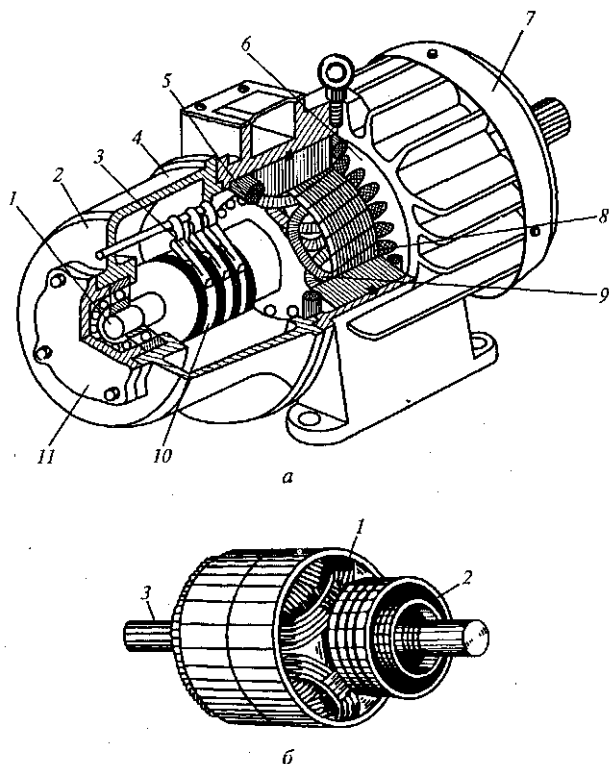


Рис. 10.11. Устройство трехфазного асинхронного двигателя с фазным ротором:

a — двигатель: 1 — вал; 2 — подшипниковый щит; 3 — щеткодержатель; 4 — крышка люка; 5 — обмотка статора; 6 — сердечник статора; 7 — кожух вентилятора; 8 — сердечник ротора; 9 — обмотка ротора; 10 — контактные кольца; 11 — крышка подшипника; *б* — ротор: 1 — обмотка; 2 — контактные кольца; 3 — вал

которая поддерживается постоянной автоматическим регулятором. После этого генератор возбуждается подачей постоянного тока в обмотку ротора. Вращающийся с постоянной скоростью поток полюсов, пересекая трехфазную обмотку статора, наводит в ней ЭДС, одинаковые по амплитуде и частоте, сдвинутые по фазе относительно друг друга на угол 120° (рис.10.12).

Если же подать трехфазное напряжение на статор, оставив ротор возбужденным, то вращающееся магнитное поле, образованное обмоткой статора, будет увлекать ротор за собой. При любой механической нагрузке на валу ротора последний вращается с постоянной частотой вращения синхронно с вращающимся полем статора, совершая механическую работу.

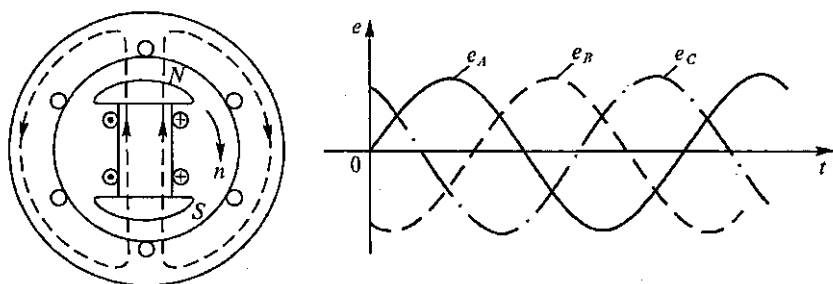


Рис. 10.12. Принцип действия синхронного генератора

На рис. 10.13 изображено устройство трехфазной синхронной машины. По устройству ротора различают два типа синхронной машины: машина с явнополюсным ротором, в которой катушки обмотки постоянного тока размещены на выступающих полюсах (рис. 10.14, а), и машина с неявнополюсным ротором, в котором распределенная обмотка постоянного тока уложена в пазы ротора (рис. 10.14, б).

Явнополюсная синхронная машина изготавливается для скорости вращения до 1500 об/мин и используется в качестве генератора или двигателя. Наиболее крупные синхронные машины устанавливаются на гидроэлектростанциях и приводятся во вращение водяными турбинами со скоростью до 300 об/мин.

Неявнополюсная синхронная машина используется в основном как генератор на тепловых электростанциях и приводится во вращение паровой турбиной со скоростью обычно 3000 об/мин (при частоте 50 Гц).

ЭДС в обмотках машин переменного тока. Вращающееся магнитное поле статора асинхронных и синхронных машин инду-

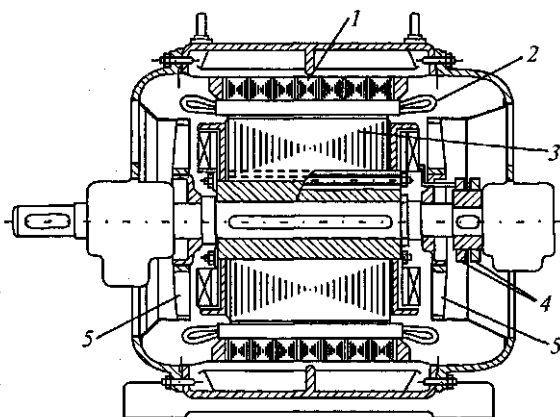


Рис. 10.13. Устройство синхронной машины:

1 — сердечник статора; 2 — трехфазная обмотка статора; 3 — полюсы ротора с обмоткой постоянного тока; 4 — кольца для соединения обмотки ротора с источником постоянного тока; 5 — вентиляторы

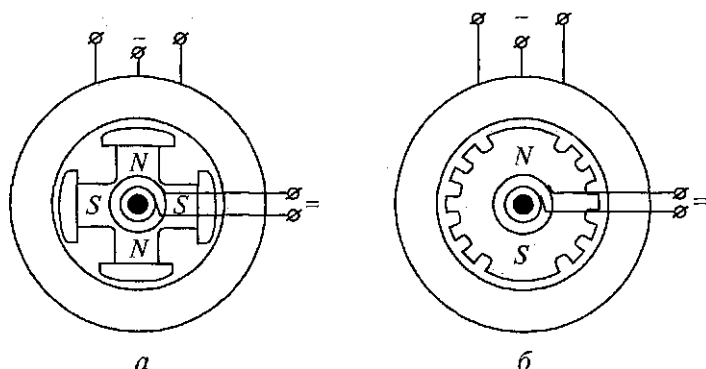


Рис. 10.14. Основные типы синхронных машин:
 а — с явнополюсным ротором, б — с неявнополюсным ротором

цирует в фазных обмотках статора ЭДС, пропорциональную магнитной индукции магнитного потока Φ полюса вращающегося магнитного поля и относительной скорости перемещения проводника обмотки относительно поля. Последняя пропорциональна частоте вращения магнитного поля n_1 и, следовательно, частоте сети f_1 (10.3), поэтому действующее значение ЭДС фазы статора определяется по формуле

$$E_1 = k_1 f_1 \Phi, \quad (10.4)$$

где k_1 — конструктивный коэффициент, зависящий от геометрических размеров машины, типа и параметров обмотки статора.

В синхронной машине ротор вращается синхронно с полем статора, т.е. по отношению к вращающемуся полю обмотка ротора неподвижна и в ее проводниках ЭДС не индуцируется.

Напротив, в асинхронной машине частоты вращения магнитного поля статора n_1 и ротора n_2 неодинаковы. Поэтому обмотка ротора перемещается относительно вращающегося поля статора с частотой скольжения

$$n_s = n_1 - n_2 = s n_1.$$

В соответствии с этим ЭДС ротора асинхронной машины вращающегося со скольжением s определяется по формуле

$$E_{2s} = k_2 f_1 s \Phi,$$

где k_2 — конструктивный коэффициент обмотки ротора.

10.2. ГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

10.2.1. Генераторы постоянного тока

Общие положения. Генераторы постоянного тока широко применяются в автономных энергетических установках и транспортных средствах различного назначения.

Характеристики генераторов постоянного тока в значительной степени определяются способом создания основного магнитного потока, возбуждающего машину.

В большинстве случаев магнитный поток создается посредством обмотки возбуждения, которая может включаться различным образом. В зависимости от способа подключения обмотки возбуждения генераторы постоянного тока разделяются на генераторы независимого возбуждения, в которых обмотка возбуждения получает питание от постоянного источника постоянного тока (рис. 10.15, *а*), и генераторы с самовозбуждением, в которых питание обмотки возбуждения осуществляется от якорной обмотки.

Генераторы с самовозбуждением подразделяются на генераторы параллельного возбуждения (рис. 10.15, *б*), последовательного возбуждения (рис. 10.15, *в*) и смешанного возбуждения. Они имеют две обмотки возбуждения (ОВ). Первая включается параллельно, а вторая — последовательно обмотке якоря (рис. 10.15, *г*).

В генераторах сравнительно небольшой мощности возбуждение магнитного поля может осуществляться от постоянных магнитов. Наибольшее применение получили генераторы с независимым, параллельным и смешанным возбуждением.

Эксплуатационные свойства генераторов определяются рядом характеристик, к основным из которых относятся:

внешняя характеристика — зависимость напряжения U на выходе генератора от тока нагрузки якоря I , при постоянстве тока возбуждения I_b , т. е. $U = f(I)$ при $I_b = \text{const}$ и $n = \text{const}$;

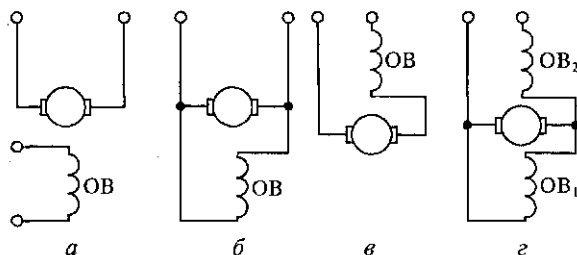


Рис. 10.15. Принципиальные схемы генераторов постоянного тока независимого (*а*), параллельного (*б*), последовательного (*в*) и смешанного (*г*) возбуждения

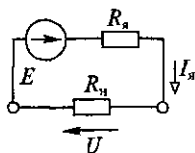


Рис. 10.16. Схема замещения цепи якоря генератора

регулирующая характеристика, показывающая, как надо изменять ток возбуждения I_B при различном токе нагрузки I для поддержания постоянства напряжения U на выходе генератора при постоянстве частоты вращения якоря n : $I_B = f(I)$ при $U = \text{const}$ и $n = \text{const}$.

Как уже отмечалось, во вращающемся якоре генератора постоянного тока индуцируется ЭДС, определяемая выражением (10.2). Если обмотку якоря замкнуть на внешнее сопротивление нагрузки R_n (рис. 10.16), то уравнение электрического состояния якорной цепи генератора имеет вид

$$E = I_a R_a + I_a R_n = I_a R_{\Sigma} + U,$$

где R_{Σ} — внутреннее сопротивление обмотки якоря с учетом сопротивления щеточного контакта; $U = I_a R_n$ — напряжение на зажимах генератора. Поэтому напряжение на зажимах генератора

$$U = E - I_a U_{\Sigma}. \quad (10.5)$$

Выражение (10.5) и определяет вид внешней характеристики генератора постоянного тока.

Рассмотрим особенности внешних и регулировочных характеристик для генераторов независимого, параллельного и смешанного возбуждения.

Генераторы независимого возбуждения. Внешняя характеристика генератора независимого возбуждения представляет собой слегка наклонную линию (рис. 10.17, а) из-за увеличения напряжения на внутреннем сопротивлении якорной цепи (10.5). Кроме того, при большой нагрузке уменьшается ЭДС E из-за размагничивающего действия реакции якоря. Вид регули-

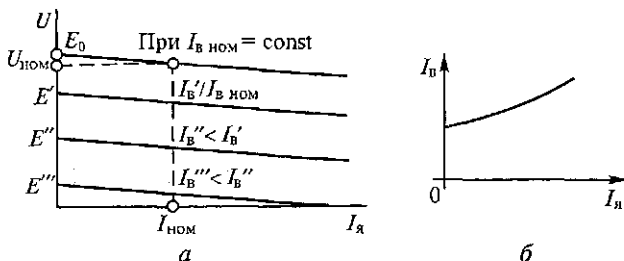


Рис. 10.17. Характеристики генератора независимого возбуждения: а — внешняя; б — регулировочная

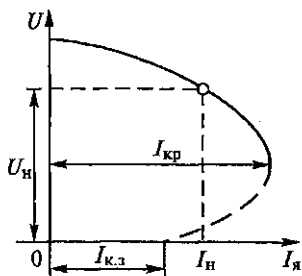


Рис. 10.18. Внешняя характеристика генератора параллельного возбуждения

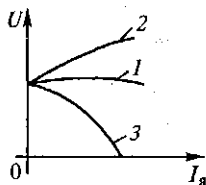


Рис. 10.19. Внешняя характеристика генератора смешанного возбуждения

ровочной характеристики показан на рис. 10.17, б. Ее возрастающий вид объясняется тем, что с ростом нагрузки для обеспечения постоянства U необходимо компенсировать падение напряжения $I_{\text{я}} R_{\text{я}}$ и размагничивающее действие якоря увеличением ЭДС E в уравнении (10.5).

Генераторы параллельного возбуждения. Внешняя характеристика этих генераторов проходит ниже аналогичной характеристики генератора независимого возбуждения (рис. 10.18) и имеет своеобразный изгиб. Он обусловлен совместным действием падения напряжения на сопротивлении $R_{\text{я}}$, размагничивающим действием реакции якоря и уменьшением тока возбуждения под действием первых двух причин. При критическом токе якоря $I_{\text{кр}}$ генератор полностью размагничивается до $U = 0$.

Регулировочная характеристика рассматриваемых генераторов аналогична характеристике генераторов независимого возбуждения, но проходит выше ее.

Генераторы смешанного возбуждения. Генераторы смешанного возбуждения сочетают в себе свойства генераторов параллельного и последовательного возбуждения. Их внешние характеристики (рис. 10.19) могут быть различными.

Соответствующим подбором параллельных и последовательных обмоток можно добиться: почти постоянного напряжения (кривая 1), увеличения напряжения (кривая 2), значительного уменьшения напряжения (кривая 3) с ростом нагрузки. Такая характеристика, например, удобна при электросварке, когда требуется постоянство сварочного тока при колебаниях длины дуги.

Регулировочная характеристика генератора смешанного возбуждения зависит от вида внешней характеристики. С увеличением крутизны падения внешней характеристики кривая регулировочной характеристики проходит круче вверх.

10.2.2. Синхронные генераторы

Назначение. Синхронные генераторы являются основным типом генераторов переменного тока, применяемых в процессе производства электроэнергии.

Все электрические генераторы на гидро- и теплоэлектростанциях являются синхронными. Синхронные генераторы используются также в качестве автономных источников энергии в автомобилях, дорожных машинах, транспортных средствах и др.

Синхронные генераторы иногда выполняются однофазными, и их якорная обмотка размещается на $2/3$ каждого полюсного деления. Однако такие генераторы имеют более низкий, чем трехфазные генераторы, КПД и большую стоимость. Поэтому они имеют ограниченное применение и их мощность невелика.

Рассмотрим особенности работы синхронного генератора при работе в режимах холостого хода и под нагрузкой.

Реакция якоря и характеристики синхронного генератора. Режим холостого хода имеет место в том случае, когда обмотка статора (якоря) разомкнута. В этом случае магнитное поле машины создается только обмоткой возбуждения, поэтому действующее значение ЭДС E_0 , индуцируемой потоком возбуждения Φ_b , определяется по формуле (10.4):

$$E_0 = k_1 \Phi_b f_1 = c \Phi_b n_1,$$

где c — постоянный для данной машины коэффициент.

Так как частота вращения ротора n_1 поддерживается постоянной, то E_0 зависит только от Φ_b , следовательно, только от тока возбуждения ротора I_b . Зависимость $E_0 = f(I_b)$ называется характеристикой холостого хода. Она имеет вид, показанный на рис. 10.20, и повторяет по форме кривую намагничивания.

При подключении к обмотке статора (якоря) нагрузки ток, протекающий по этой обмотке, создает свой собственный магнитный поток Φ_a , который вращается в пространстве с такой же скоростью и в ту же сторону, что и поток возбуждения Φ_b .

Поэтому потоки Φ_b и Φ_a относительно друг друга неподвижны и образуют результирующий поток в машине Φ , который, вращаясь в пространстве, индуцирует в обмотке статора ЭДС.

Влияние поля якоря на основное поле возбуждения, как отмечалось ранее, называется реакцией якоря. В отличие от машины постоянного тока, она определяется не только величиной, но и характером нагрузки, т.е. величиной сдвига фаз тока

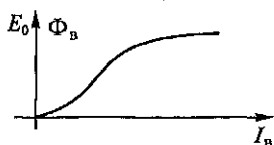


Рис. 10.20. Характеристика холостого хода синхронного генератора

якоря I_a и ЭДС фазной обмотки E_0 , созданной потоками возбуждения Φ_v .

При активной нагрузке ($\psi = 0$) ток и ЭДС в обмотках фаз генератора совпадают по фазе.

На рис. 10.21, а показано такое положение ротора, при котором ЭДС в фазе А при активной нагрузке максимальна (ЭДС максимальна в данный момент времени в проводниках обмотки, лежащих под серединой полюса ротора). Максимальным будет и ток фазы А. Построив линии магнитной индукции поля ротора и статора, можно увидеть, что ось потока статора Φ_a перпендикулярна оси потока возбуждения Φ_v . В результате взаимодействия Φ_a и Φ_v в магнитной цепи статора магнитное поле машины ослабляется под одной частью полюса и увеличивается под другой. Вследствие насыщения магнитной цепи результирующее магнитное поле машины может несколько ослабиться.

На рис. 10.21, а видно, что ток возбуждения, протекая по обмотке ротора и взаимодействуя с потоком якоря Φ_a , создает силу, противодействующую вращению ротора, т. е. тормозной момент M_t . Таким образом, при чисто активной нагрузке реакция якоря проявляется в виде механической тормозной силы, приложенной к ротору, а величина результирующего магнитного поля не изменяется или изменяется незначительно при насыщении магнитной цепи машины.

При чисто индуктивной нагрузке ($\psi = 90^\circ$) ток якоря отстает по фазе от ЭДС в обмотке якоря на четверть периода и достигает в фазе А максимума в момент, когда полюс N ротора уйдет вперед на четверть оборота (рис. 10.21, б) от положения, указанного на рис. 10.21, а. Как видно из рисунка, в этом случае поток якоря Φ_a направлен против потока ротора Φ_v и, следовательно, оказывает размагничивающее действие. Однако механической тормозной силы, приложенной к ротору, здесь не возникает. При чисто емкостной нагрузке ток фазы А опережает соответствующую ЭДС на четверть периода и достигает максимального значения,

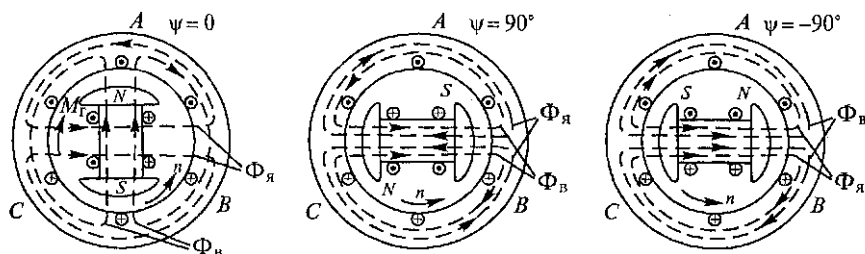


Рис. 10.21. Реакция якоря синхронного генератора при различном характере нагрузки:

а — активной; б — чисто индуктивной; в — чисто емкостной

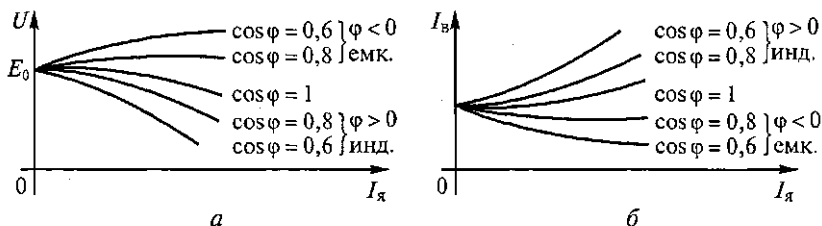


Рис. 10.22. Характеристики синхронного генератора при различном характере нагрузки:

a — внешние; b — регулировочные

когда полюс N ротора не доходит на 90° (рис. 10.21, b) до положения, указанного на рис. 10.21, a . В этом случае потоки Φ_b и Φ_a совпадают по направлению, и реакция якоря оказывает намагничивающее действие. Так же как и в случае чисто индуктивной нагрузки, тормозного механического действия на ротор не происходит.

На практике нагрузка генератора в большинстве случаев является активно-индуктивной и ток якоря имеет две составляющие: активную $I_a = I \cos \psi$, совпадающую с E_0 и обуславливающую механическую реакцию в виде тормозного электромагнитного момента на валу ротора; реактивную $I_p = I \sin \psi$, вызывающую ослабление основного магнитного потока машины.

Эксплуатационные свойства синхронного генератора в значительной степени определяются его внешней и регулировочной характеристиками, аналогичными соответствующим характеристикам генераторов постоянного тока. Напряжение U на зажимах генератора, работающего под нагрузкой, существенно отличается от ЭДС E_0 при холостом ходе. Это отличие тем больше, чем больше реактивное сопротивление нагрузки. Зависимости $U = f(I_a)$, названные внешними характеристиками генератора, показаны на рис. 10.22, a .

Падение напряжения на активно-индуктивной нагрузке в первую очередь обусловлено размагничивающим действием реакции якоря и в незначительной степени падением напряжения на внутреннем индуктивном сопротивлении машины. Подъем характеристик при емкостной нагрузке обусловлен подмагничивающим действием реакции якоря. Для поддержания неизменного уровня напряжения при различной нагрузке необходимо соответствующим образом изменить ток возбуждения. Зависимости тока возбуждения I_f от тока нагрузки I_a при неизменном напряжении на зажимах генератора (регулирующие характеристики) приведены на рис. 10.22, b .

Параллельная работа синхронных генераторов. На каждом транспортном средстве, как правило, используется один синхрон-

ный генератор. Однако в большинстве случаев на практике приходится иметь дело с параллельной работой нескольких синхронных машин. В современную энергосистему электрическая энергия поступает от сотен генераторов, работающих на общую нагрузку. При этом мощность отдельного генератора намного меньше суммарной мощности остальных генераторов, которые могут быть заменены одним эквивалентным генератором бесконечно большой мощности. Поэтому никакие манипуляции с отдельным генератором не могут нарушить работу всей системы и, соответственно, напряжение сети u_c .

Включение синхронного генератора на параллельную работу с сетью сопряжено с отдельными трудностями и требует выполнения следующих условий, которые в настоящее время реализуются с помощью специальных приемов и оборудования:

равенства частоты ЭДС генератора и напряжения в сети, что достигается изменением скорости вращения ротора за счет регулирования момента первичного двигателя;

равенства ЭДС генератора и напряжения в сети при фазовом сдвиге между ними 180° (последовательность чередования фаз должна быть одинаковой).

При несоблюдении условия противофазности ЭДС и напряжения сети в обмотке включенного генератора может возникнуть недопустимо большой ток, который может привести к повреждению машины.

Действительно, напряжение сети u_c может быть как в фазе (рис. 10.23, а), так и в противофазе (рис. 10.23, б) с ЭДС генератора e_r .

В первом случае в образовавшемся левом контуре, сопротивление которого мало, возникает большой ток. Во втором случае u_c и e_r будут равны по величине и направлены встречно, поэтому при подключении генератора к сети в образовавшемся контуре суммарная ЭДС и, следовательно, ток равны нулю. Генератор при этом работает без нагрузки. Механическая мощность первичного двигателя затрачивается на покрытие потерь холостого хода.

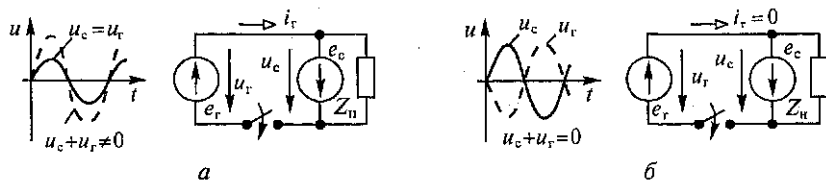


Рис. 10.23. Включение синхронного генератора на параллельную работу с сетью:

а — при совпадении фаз напряжения сети и генератора; б — при их противофазности

Если увеличить вращающий момент первичного двигателя, ротор машины, получив некоторое ускорение, сместится относительно своего первоначального положения на угол θ в сторону вращения. На такой же угол θ сдвигается вектор \vec{E}_0 относительно своего первоначального положения. Под действием результирующей ЭДС $\Delta \vec{E}$, равной геометрической сумме \vec{E}_0 и \vec{U}_c , в цепи генератора появится ток I , отстающий от $\Delta \vec{E}$ на 90° , так как сопротивление обмоток статора практически чисто индуктивное. Падение напряжения на этом сопротивлении компенсирует разность $\Delta \vec{E}$.

Генератор развивает мощность, а активная составляющая тока статора создает электромагнитный тормозной момент, уравновешивающий увеличенный вращающий момент первичного двигателя.

Таким образом, с появлением тока в цепи статора генератор получает электрическую нагрузку, а первичный двигатель — механическую. Отсюда следует, что для нагрузки генератора необходимо увеличить момент первичного двигателя.

Если далее уменьшить вращающий момент на валу машины, под действием тормозящего момента электромагнитных сил поле ротора будет уменьшать свой угол опережения по отношению к полю статора. Вместе с уменьшением угла между осями полей будет уменьшаться и тормозящая сила взаимодействия тока статора и поля машины. Наконец, когда \vec{U}_c станет уравновешиваться \vec{E}_0 , машина перестанет отдавать энергию в сеть, ток в обмотке статора исчезнет и тормозящая электромагнитная сила станет равна нулю.

Если приложить к валу машины вместо вращающего момента момент механической нагрузки, ротор сместится по отношению к вращающему полю в сторону отставания. Вновь возникнут токи в обмотке статора и создадут электромагнитные силы

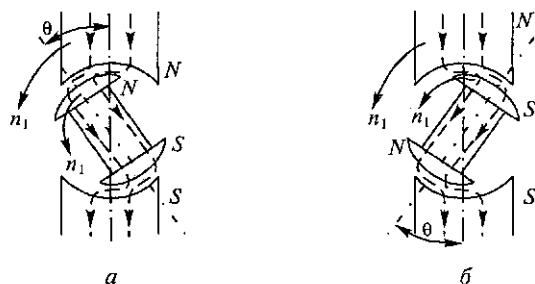


Рис. 10.24. Взаимное расположение полюсов вращающихся магнитных полей ротора и статора синхронной машины:
а — в режиме генератора; б — в режиме двигателя

взаимодействия токов статора и поля ротора, но на этот раз эти силы будут стремиться сместить ротор вперед. Они создают вращающий момент. Синхронная машина переходит в режим двигателя. Таким образом, при параллельной работе синхронной машины с сетью скорость вращения машины жестко определяется частотой сети; изменение момента на валу изменяет лишь угол между осями полей ротора и статора и режим работы машины. На рис. 10.24 показано опережение магнитной оси полюсов возбуждения оси полюсов поля статора в режиме генератора (рис. 10.24, а) и отставание поля ротора от поля статора в режиме двигателя (рис. 10.24, б).

10.3. ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

10.3.1. Общая характеристика электрических двигателей

Электрические двигатели по принципу действия классифицируются в соответствии с классификацией электрических машин (см. рис. 10.1). Из них наибольшее распространение получили двигатели постоянного тока, асинхронные и синхронные двигатели. Электромеханические свойства этих двигателей определяются особенностями создания магнитного поля возбуждения.

При работе любого электродвигателя необходимо обеспечить его устойчивую работу. Электродвигатель и механизм, приводимый двигателем в движение, образуют электропривод — электромеханическую систему, в которой двигатель преодолевает момент сопротивления механизма M_c . Если вращающий момент двигателя M , а момент инерции системы J , то уравнение движения всей системы имеет вид

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt},$$

где ω — частота вращения ротора, с^{-1} ; $J \frac{d\omega}{dt}$ — динамический момент.

Если $M = M_c$, двигатель работает в установившемся режиме ($\omega = \text{const}$), $J \frac{d\omega}{dt} = 0$. При $M > M_c$ динамический момент положителен $\left(J \frac{d\omega}{dt} \right) > 0$ и направлен на увеличение частоты вращения, а при $M < M_c$ двигатель тормозится под действием динамического момента.

Под *устойчивостью работы двигателя* понимается его способность вернуться к исходному установившемуся режиму работы при малых возмущениях его работы. При неустойчивой работе небольшие кратковременные возмущения вызывают либо непрерывное изменение режима в каком-то одном направлении, либо приводят к колебательному режиму. При неустойчивости двигателя нормальная его работа невозможна, что обычно ведет к аварии.

На устойчивость работы двигателя влияет его механическая характеристика $M = f(n)$ и зависимость момента сопротивления на валу от частоты вращения $M_c = f(n)$.

На рис. 10.25 изображены два характерных случая работы двигателя. Установившемуся режиму ($M = M_c$) с частотой вращения n_0 соответствует точка пересечения указанных характеристик.

Если зависимости $M = f(n)$ и $M_c = f(n)$ имеют вид, изображенный на рис. 10.25, а, то при случайном увеличении n в результате возмущения на Δn тормозящий момент M_c станет больше движущего момента M ($M_c > M$). Поэтому двигатель будет затормаживаться, и частота вращения ротора приблизится к исходной величине n_0 . Аналогично, если в результате возмущения частота вращения двигателя уменьшится на Δn , то $M > M_c$, поэтому ротор будет ускоряться, и n будет равно n_0 (работа двигателя устойчива). Как следует из рис. 10.25, а, в этом случае

$$\frac{dM}{dn} < \frac{dM_c}{dn}, \quad (10.6)$$

что и является критерием устойчивости двигателя.

Невыполнение этого условия (рис. 10.25, б) делает работу двигателя неустойчивой. Действительно, при случайном увеличении n от n_0 до $n_0 + \Delta n$ M будет больше M_c , возникает избыток движущегося момента, величина n будет еще более нарастать, и соответственно еще более увеличатся M и n и т.д. Аналогично если в результате возмущения $n = n_0 - \Delta n$, то $M < M_c$, и n будет

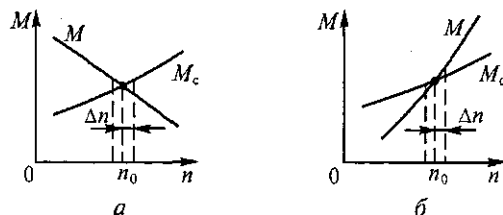


Рис. 10.25. Режимы работы двигателя:
а — устойчивый; б — неустойчивый

непрерывно уменьшаться. Поэтому (см. рис. 10.25, б) устойчивая работа двигателя в точке $M = M_c$ и $n = n_0$ невозможна.

10.3.2. Двигатели постоянного тока

Потери энергии машин постоянного тока. Как уже отмечалось в подразд. 10.1.2, потери в двигателях постоянного тока могут быть уточнены следующим образом. Мощность электрических потерь в меди состоит из потерь в обмотке якоря и в щеточных контактах $P_{э.я}$ и потерь в обмотке возбуждения $P_{э.в}$, причем $P_{э.я} = I_{я}^2 R_{я}$, где $R_{я}$ — сопротивления обмотки якоря и щеточных контактов. Эти потери переменные и зависят от нагрузки. Потери в цепях возбуждения $P_{э.в} = I_{в}^2 R_{в}$, где $R_{в}$ — ток и сопротивление обмотки возбуждения.

Потери мощности в стали $P_{ст}$ на гистерезис и вихревые токи возникают в перемагничивающемся из-за вращения сердечника якоря (ротора). Эти потери практически не зависят от нагрузки машины.

Мощность механических потерь $P_{мех}$ обусловлена потерями энергии на трение вращающихся частей о воздух и щеток о коллектор; они зависят от частоты вращения якоря. Основную долю потерь в машине постоянного тока составляют переменные потери $P_{э.я}$, зависящие от нагрузки.

Мощность постоянных потерь (потери холостого хода), не зависящих от нагрузки, определяется суммой $P_{э.в}$, $P_{ст}$, $P_{мех}$.

При работе генератора полезная мощность $P_2 = UI_{я}$, где U , $I_{я}$ — напряжение и ток нагрузки генератора.

Потребляемая мощность

$$P_1 = P_2 + P_{ст} + P_{мех} + P_{э.я} + P_{э.в} = UI_{я} + P_{ст} + P_{мех} + P_{э.я} + P_{э.в}.$$

Поэтому КПД генератора постоянного тока

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{UI_{я}}{UI_{я} + P_{ст} + P_{мех} + P_{э.я} + P_{э.в}}.$$

Аналогично в режиме двигателя потребляемая мощность $P_1 = UI$, где U — напряжение питающей сети; I — ток, потребляемый двигателем из сети.

Полезная мощность

$$P_2 = P_1 - P_{ст} - P_{мех} - P_{э.я} - P_{э.в},$$

а КПД

$$\eta = \frac{UI - P_{ст} - P_{мех} - P_{э.я} - P_{э.в}}{UI}.$$

КПД двигателя постоянного тока, как и генератора, зависит от нагрузки (тока якоря) машины и имеет максимальное значение, когда постоянные потери равняются переменным. На этот режим обычно и проектируются номинальные параметры машины.

Коммутация в двигателях постоянного тока. При вращении якоря двигателя постоянного тока щетки, так же как и в генераторе, поочередно переходят с одной коллекторной пластины на другую. При этом происходит переключение секции якорной обмотки из одной параллельной ветви в другую. Этот процесс называется коммутацией. При коммутации происходит короткое замыкание секции обмотки и изменение направления тока в ней на противоположное. Это может сопровождаться сильным искрением на коллекторе, приводящим к разрушению коллектора и щеток, а при некоторых условиях и к возникновению кругового огня на коллекторе и полному разрушению машины.

Одна из основных причин искрения — электромагнитные явления в коммутируемой секции. При изменении тока в коммутируемой секции в ней возникает ЭДС самоиндукции, а так как это происходит одновременно в нескольких секциях (под всеми щетками), возникает и ЭДС взаимоиндукции. Эти ЭДС называются реактивными. Они и образуют искру в момент размыкания щеткой секции.

В целях улучшения коммутации для компенсации реактивных ЭДС устанавливают дополнительные полюсы, обмотки которых включены последовательно с якорем. Полюсы создают такое внешнее поле, которое индуцирует в секциях свою ЭДС, равную и противоположную реактивной ЭДС.

Пуск в ход и регулирование частоты вращения двигателей постоянного тока. Для якорной цепи двигателя постоянного тока справедливо соотношение

$$U = E + I_{\text{я}} R_{\text{я}}, \quad (10.7)$$

т.е. приложенное к якорю напряжение U уравновешивается противо-ЭДС в якорной обмотке E и падением напряжения на внутреннем сопротивлении якорной цепи $I_{\text{я}} R_{\text{я}}$.

Из соотношения (10.7) ток якоря

$$I_{\text{я}} = \frac{U - E}{R_{\text{я}}} = \frac{U - C_E \Phi n}{R_{\text{я}}}. \quad (10.8)$$

В момент пуска ЭДС $E = C_E \Phi n$ (10.2) равна нулю, так как якорь еще не начал вращаться и $n = 0$. Поэтому пусковой ток $I_{\text{п}} = \frac{U}{R_{\text{я}}}$ будет недопустимо большим — в 10 ... 40 раз больше но-

минального тока якоря I_n из-за малого значения сопротивления R_n (обычно доли ома).

Кроме ударного момента, действующего на передачу и рабочий механизм, такой большой пусковой ток опасен для коллектора и щеток машин. Поэтому при пуске двигателя в цепь якоря вводят добавочные сопротивления R_d в виде пускового реостата,

$$\text{при этом } I_n = \frac{U}{R_n + R_d}.$$

Обычно R_d берется таким, чтобы $I_n \leq (2,0 \dots 2,5) I_n$.

Пусковой ток создает вращающий момент, под действием которого якорь приходит во вращение, и в его обмотке начинает индуцироваться противо-ЭДС E , ограничивающая ток якоря:

$$I_n = \frac{U - E}{R_n + R_d}. \quad (10.9)$$

Из формулы (10.8) следует, что

$$n = \frac{U - I_n R_n}{C_E \Phi}. \quad (10.10)$$

Поэтому частоту вращения двигателя постоянного тока можно регулировать одним из трех способов:

напряжением U на зажимах якоря;

потоком возбуждения Φ двигателя;

введением добавочного сопротивления R_d в якорную цепь, увеличивающего сопротивление последней до величины $(R_n + R_d)$.

Заметим, что ток якоря I_n в обычных схемах включения двигателей автоматически определяется величиной механической нагрузки на валу двигателя, поэтому не является регулирующим параметром.

Для изменения направления вращения (реверсирования) двигателя, т.е. знака величины n в формуле (10.8) необходимо изменить направление тока в обмотке якоря (изменится знак числителя) либо направление магнитного потока Φ (направление тока в обмотке возбуждения). При этом в формуле (10.8) изменится знак знаменателя. Изменение направления тока одновременно в обеих обмотках не изменит направление вращения двигателя (изменяются знаки числителя и знаменателя, а знак n не изменится).

Рассмотрим особенности пуска и регулирования частоты вращения двигателей параллельного и последовательного возбуждения.

Двигатели параллельного возбуждения. Схема включения двигателя параллельного возбуждения приведена на рис. 10.26.

В цепь якоря включен пусковой реостат РП, а в цепь возбуждения — реостат РВ для регулирования тока возбуждения. Обмотка возбуждения может быть подключена к другому источнику, что расширяет возможности регулирования.

Пусковой реостат РП предназначен для ограничения пусковых токов якоря. По мере разгона якоря пусковой реостат выводится и сопротивление якорной цепи уменьшается. Это возможно ввиду того, что по мере увеличения частоты вращения якоря ЭДС E в нем возрастает, а ток якоря вследствие этого уменьшается (10.9).

Электромагнитный момент M машины постоянного тока определяется по формуле

$$M = C_M \Phi I_{\text{я}}, \quad (10.11)$$

где C_M — постоянный для данной машины конструктивный коэффициент.

Поэтому для обеспечения наибольшего пускового момента при ограниченном пусковом токе якоря и следовательно для быстрого разгона двигателя необходимо, чтобы магнитный поток Φ был наибольшим. То есть обмотка возбуждения должна включаться на полное напряжение U (реостат РВ при пуске выводится).

Частоту вращения n из формулы (10.10) с учетом выражения (10.11) можно выразить следующим образом:

$$n = \frac{U - I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{C_E \Phi} = \frac{U}{C_E \Phi} - \frac{I_{\text{я}}}{C_E \Phi} R_{\text{я}} = \frac{U}{C_E \Phi} - \frac{M R_{\text{я}}}{C_E C_M \Phi^2}. \quad (10.12)$$

Зависимость установившейся частоты вращения от момента двигателя $n = f(M)$ называется механической характеристикой двигателя. Из выражения (10.12) видно, что это прямая. Если

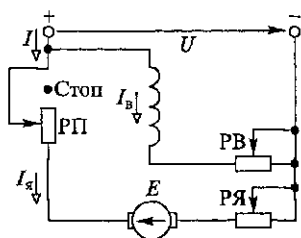


Рис. 10.26. Схема включения двигателя параллельного возбуждения



Рис. 10.27. Механические характеристики двигателей параллельного возбуждения

построить зависимость $n = f(I_a)$, получится скоростная характеристика двигателя.

Механическая характеристика двигателя параллельного возбуждения показана на рис. 10.27, где $n_0 = \frac{U}{C_E}$. Эта величина со-

ответствует частоте вращения при идеальном холостом ходе, т. е. при отсутствии на валу двигателя какого-либо момента сопротивления.

Угол наклона механической характеристики можно изменять, включив последовательно с якорем сопротивление R_d . В этом случае

$$n = \frac{U}{C_E \Phi} - M \frac{R_a + R_d}{C_E C_M \Phi^2},$$

причем все полученные характеристики будут пересекаться в точке n_0 и иметь различный угол наклона. Естественная механическая характеристика получается при $R_d = 0$, номинальных значениях напряжения и потока возбуждения. Все остальные характеристики называются искусственными.

Если при неизменном моменте сопротивления M_c на валу постепенно увеличивать R_d , точка $n_{ном}$, показывающая на диаграмме частоту вращения двигателя, будет перемещаться с одной характеристики на другую, например, в точку n' . Однако такое регулирование неэкономично, так как через R_d проходит весь ток якоря, а это обуславливает значительные потери $I_a^2 R_d$. По этой причине регулирование включения реостата в цепь якоря применяется лишь для двигателей небольшой мощности.

Рассмотрим процесс регулирования изменения скорости потока Φ . Из выражений (10.11 и 10.12) видно, что каждому новому значению потока соответствуют новые значения n_0 (рис 10.28).

Если нагрузка на валу M_c меньше номинальной, скорость двигателя будет изменяться в широких пределах от n_1 до n_3 . Такое регулирование уменьшения Φ для увеличения $n > n_n$ применяется при небольших нагрузках.

Способ регулирования изменения скорости Φ более экономичен, так как I_a намного меньше I_n .

Для регулирования скорости применяется также способ безреостатного изменения напряжения U на якоре. Он реализуется питанием



Рис. 10.28. Механические характеристики двигателей параллельного возбуждения при различных потоках возбуждения

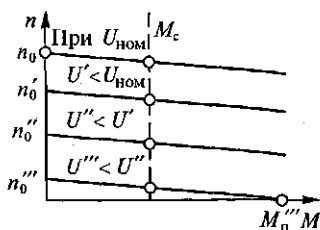


Рис. 10.29. Механические характеристики двигателей параллельного возбуждения при изменении напряжения на якоре

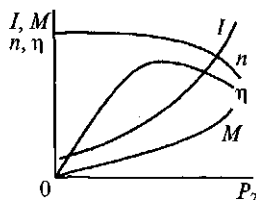


Рис. 10.30. Рабочие характеристики двигателей с параллельным возбуждением

якоря от полупроводникового преобразователя постоянного напряжения либо от специального электромашинного генератора.

Для пуска двигателя напряжение U понижается до достаточно малой величины. Механические характеристики при этом имеют вид параллельных линий (рис 10.29).

Если продолжать регулировать поток возбуждения двигателя Φ , пределы плавного изменения n получаются еще большими.

Эксплуатационные свойства электродвигателя определяют его рабочие характеристики, под которыми понимаются зависимость частоты вращения n , электромагнитного момента M , тока якоря I_a и КПД η от полезной мощности на валу P_2 (рис. 10.30).

Двигатели последовательного возбуждения. Схема включения двигателей последовательного возбуждения приведена на рис. 10.31.

Для двигателей последовательного возбуждения невозможно выразить математически механическую характеристику, так как поток полюсов у них не постоянен и зависит не только от тока последовательной обмотки (тока нагрузки), но и от состояния

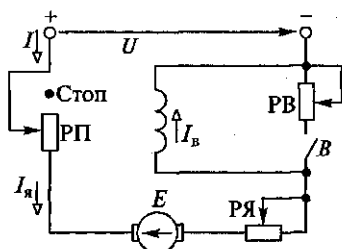


Рис. 10.31. Схема включения двигателя с последовательным возбуждением

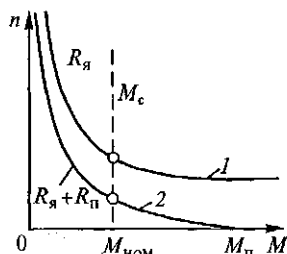


Рис. 10.32. Механические характеристики двигателя с последовательным возбуждением:

1 — естественная; 2 — искусственная при введении добавочного сопротивления в цепь якоря

магнитной системы, которая, насыщаясь, нарушает пропорциональность между потоком и током.

Электромагнитный момент двигателя постоянного тока $M = C_M \Phi I_a$ может быть записан для ненасыщенной машины, у которой $\Phi = KI_a$, где K — коэффициент пропорциональности, в следующем виде:

$$M = C_M K I_a^2.$$

Его механическая характеристика с учетом выражения (10.12) имеет вид, показанный на рис. 10.32 (кривая 1).

Из сказанного следует, что двигатели последовательного возбуждения имеют хорошую перегрузочную способность по моменту, так как ток якоря $I_a \sim \sqrt{C_M K I_a^2}$ возрастает медленнее, чем растет момент. Двигатели имеют большой пусковой момент, широкий диапазон регулирования и мягкую механическую характеристику. Поэтому они получили широкое распространение на транспорте и в подъемно-транспортном оборудовании.

Особенность двигателей последовательного возбуждения состоит в том, что при холостом ходе и небольшой нагрузке ток и поток уменьшаются, а его скорость сильно возрастает. Двигатель идет в «разнос», что может привести к его разрушению. Поэтому пуск двигателей последовательного возбуждения вхолостую недопустим.

Так же как и у других типов двигателей постоянного тока, ограничение пусковых токов двигателя последовательного возбуждения осуществляется введением в цепь якоря добавочных сопротивлений. На рис. 10.31 это пусковой реостат РП. При этом механическая характеристика (кривая 1 на рис. 10.32) опускается вниз (кривая 2 на рис. 10.32).

Изменение частоты вращения двигателей последовательного возбуждения возможно следующими способами:

изменением сопротивления в цепи якоря (на рис. 10.31 осуществляется реостатом РЯ);

включением сопротивления параллельно обмотке якоря (шунтированием якоря);

ослаблением магнитного потока двигателя шунтированием обмотки возбуждения (на рис. 10.31 осуществляется реостатом РВ).

Как и у двигателя параллельного возбуждения, самым неэкономичным является регулирование сопротивления в якорной цепи.

Рабочие характеристики двигателя последовательного возбуждения показаны на рис. 10.33.

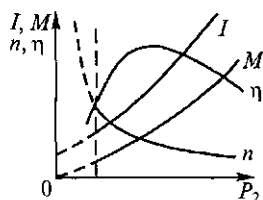


Рис. 10.33. Рабочие характеристики двигателя последовательного возбуждения

Двигатели смешанного возбуждения. Двигатели такого рода обычно применяются для циклически работающих механизмов с большой частотой включений. Поэтому механические характеристики рассматриваемого двигателя занимают промежуточное положение между соответствующими характеристиками двигателей параллельного и последовательного возбуждений. Частота вращения идеального холостого хода является конечной, определяемой потоком параллельной обмотки.

Пуск и регулирование частоты вращения двигателя осуществляются теми же способами, что и двигателей последовательного и параллельного возбуждения.

Торможение двигателей постоянного тока. Для быстрой остановки двигателя постоянного тока осуществляют торможение с помощью механических тормозов или электрическими способами. К электрическим способам относятся рекуперативное и динамическое торможения, а также противовключение. При рекуперативном и динамическом торможениях машина переводится из двигательного в генераторный режим, при этом электромагнитный момент становится тормозным. Рекуперативное торможение (с возвратом энергии в сеть) обеспечивается созданием условий, при которых скорость двигателя превышает скорость идеального холостого хода n_0 (например, увеличением тока возбуждения). При этом ЭДС якоря E становится больше напряжения сети U , ток якоря изменяет свое направление, электромагнитный момент будет тормозным, а электрическая энергия отдастся в сеть. Рекуперативное торможение возможно лишь при параллельном возбуждении.

Динамическое торможение обеспечивается при замыкании якоря на резистор и при подключении обмотки возбуждения к

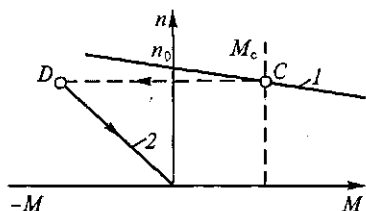


Рис. 10.34. Механические характеристики двигателя параллельного возбуждения в режиме рекуперативного (1) и динамического (2) торможения

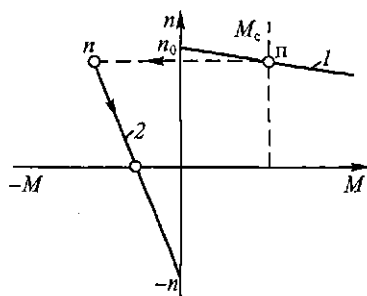


Рис. 10.35. Механические характеристики двигателя параллельного возбуждения при переходе с естественной характеристики (1) в режим противовключения (2)

источнику электрической энергии. При этом кинетическая энергия движущихся масс преобразуется в электрическую, рассеиваемую в виде теплоты на введенном в цепь якоря резисторе.

Торможение противовключением применяется при реверсировании двигателя на ходу. Для этого обмотки двигателя включают для одного направления вращения, а якорь под воздействием внешнего момента вращается в противоположном направлении. Поскольку в этом случае ЭДС якоря оказывается направленной согласно питающему напряжению, для ограничения тока якоря в цепь последнего включают дополнительный резистор.

Механические характеристики двигателя параллельного возбуждения в режиме динамического и рекуперативного торможений приведены на рис. 10.34, а противовключения — на рис. 10.35.

10.3.3. Асинхронные двигатели

Энергопреобразование в асинхронном двигателе. Принцип действия асинхронного двигателя был рассмотрен в подразд. 10.1.4, поэтому в данном подразделе более подробно рассмотрим особенности энергопреобразования и технико-эксплуатационных показателей таких двигателей.

При работе асинхронного двигателя происходит необратимый процесс преобразования электрической энергии переменных токов сети в механическую энергию вращательного движения. Этот процесс, как и в любой электрической машине (см. подразд. 10.1.2), сопровождается бесполезным расходом части энергии на нагрев машины, который характеризуется величинами мощностей магнитных и электрических потерь. Последние обусловлены нагревом обмоток статора и ротора, обладающих сопротивлением R_1 и R_2 , при протекании по ним тока.

На основании баланса активной мощности можно записать

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1 = P_2 + P_{1\sigma} + P_{1m} + P_{\text{мех}} + P_{2\sigma},$$

где P_1 — мощность, потребляемая трехфазной машиной; $P_{1\sigma}$ — мощность электрических потерь в обмотке статора; U_1 , I_1 , φ_1 — фазные напряжения и токи статора, угол сдвига фаз между ними; P_{1m} — мощность магнитных потерь в пакете магнитопровода статора; P_2 — полезная механическая мощность двигателя; $P_{\text{мех}}$ — мощность механических потерь; $P_{2\sigma}$ — мощность электрических потерь в обмотке ротора.

Мощностью магнитных потерь в роторе обычно пренебрегают из-за малой частоты его перемагничивания.

Электромагнитная мощность $P_{\text{эм}}$, передаваемая со статора на ротор вращающимся магнитным полем, меньше активной мощ-

ности двигателя P_1 на величину электрических и магнитных потерь в статоре:

$$P_{эм} = P_1 - (P_{эл} + P_{м1}).$$

Эта мощность может быть выражена через электромагнитный момент M , действующий на ротор со стороны вращающегося с частотой вращения n_1 (об/мин) поля статора:

$$P_{эм} = M\Omega_1, \quad (10.13)$$

$$\text{где } \Omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60}, \text{ с}^{-1}.$$

Аналогично выражается механическая мощность вращающегося с частотой вращения n_2 (об/мин) ротора:

$$P_2 = M\Omega_2,$$

$$\text{где } \Omega_2 = \frac{2\pi n_2}{60}, \text{ с}^{-1}.$$

Разность $P_{эм}$ и P_2 определяет мощность электрических потерь в роторе:

$$P_{2э} = M\Omega_1 - M\Omega_2 = \Omega_1 M \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1} = P_{эм} s, \quad (10.14)$$

$$\text{где } s = \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1} = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \text{ — скольжение.}$$

Таким образом, мощность электрических потерь в роторе пропорциональна скольжению. Поэтому работа асинхронного двигателя более экономична при малых скольжениях (при номинальных режимах s_n составляет сотые доли единицы).

Полезная механическая мощность P_2 двигателя меньше механической мощности $P_{мех}$ ротора на величину мощности механических потерь в нем $P_{мех2}$:

$$P_2 = P_{мех} - P_{мех2}.$$

В паспорте асинхронных двигателей, как и других электрических двигателей, в качестве номинальной указывается его полезная механическая мощность P_2 , а не мощность потребления электрической энергии P_1 .

$$\text{Соответственно КПД асинхронного двигателя } \eta = \frac{P_2}{P_1}.$$

Благодаря отсутствию коллектора КПД асинхронных двигателей выше, чем у двигателей постоянного тока, и при номинальной нагрузке может составлять 0,83 ... 0,95.

Кроме необратимого процесса преобразования электроэнергии, учитываемого величиной активной мощности P_1 , в асинхронном двигателе происходит обратимый процесс периодического изменения запаса энергии магнитного поля машины, который характеризуют реактивной мощностью Q_1 .

Соотношение между активной и реактивной мощностями асинхронного двигателя оценивают его коэффициентом мощности — косинусом угла φ_1 , сдвигом фаз напряжения и тока в обмотке статора:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}.$$

Коэффициент мощности асинхронного двигателя зависит от нагрузки на его валу — большей нагрузке соответствует его большее значение.

Электромагнитный момент и механическая характеристика асинхронного двигателя. Электромагнитный момент может быть выражен из формулы (10.14) с учетом выражения (10.13):

$$M = P_{2s} / s\Omega_1. \quad (10.15)$$

Мощность электрических потерь в трех фазах ротора P_{2s} может быть выражена через ЭДС E_{2s} , ток I_{2s} и угол сдвига фаз между ними ψ_{2s} в роторе при скольжении s :

$$P_{2s} = 3E_{2s}I_{2s}\cos\psi_{2s}. \quad (10.16)$$

Активная составляющая тока ротора $I_{2sa} = I_{2s}\cos\psi_{2s}$.

Поэтому с учетом формулы (10.4) выражение (10.16), подставленное в выражение (10.15), можно записать:

$$M = K\Phi I_{2sa}, \quad (10.17)$$

где K — константа, определяемая конструкцией ротора.

Очевидно, что электромагнитный момент асинхронной машины определяется не всем током ротора, а только его активной составляющей.

Выражение (10.17) не всегда является удобным для практики, так как связь между моментом и скольжением неявная. Однако эта связь может быть установлена в явной форме, если ток ротора при скольжении s и его активную составляющую выразить через ЭДС sE_2 , активное R_2 и индуктивное sx_2 сопротивления ротора, где x_2 , E_2 — индуктивное сопротивление и ЭДС неподвижного ротора ($s = 1$).

$$\text{Тогда } I_{2s} = I_{2s} \cos \psi_{2s} = \frac{sE_2}{\sqrt{R_2^2 + (sx_2)^2}} \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (sx_2)^2}}. \quad (10.18)$$

После преобразований выражение (10.18) можно привести к виду

$$I_{2s} = \frac{E_2}{x_2} \frac{1}{(s/s_k + s_k/s)}, \quad (10.19)$$

где $s_k = R_2/x_2$.

Тогда из формулы (10.18) с учетом выражения (10.17) следует, что

$$M = k\Phi \frac{E_2}{x_2} \frac{1}{(s/s_k + s_k/s)}. \quad (10.20)$$

Зависимость $M(s)$, соответствующая выражению (10.20), показана на рис. 10.36, а.

При скольжении s_k , называемом критическим и определяемом по формуле (10.19), величина момента максимальна — M_{\max} . Она определяется подстановкой в выражение (10.20) $s = s_k$.

Полученная зависимость $M(s)$ позволяет перейти к механической характеристике $n(M)$ асинхронного двигателя, показанной на рис. 10.36, б. Анализ показывает, что магнитный поток Φ пропорционален фазному напряжению статора U_1 , а ЭДС E_2 определяется Φ , поэтому электромагнитный момент асинхронного двигателя $M \sim U_1^2$, т.е. асинхронные двигатели очень чувствительны к уменьшению питающего напряжения. Так, например, уменьшение напряжения от номинального $U_{1н}$ до $0,7U_{1н}$ приводит к уменьшению номинального момента от M_n до $0,49M_n$. В этом случае двигатель не сможет нести номинальную нагрузку.

Устойчивая работа двигателя возможна лишь при скольжениях $s < s_k$ или соответственно от n_1 до n_k . При $s = 1$ ($n = 0$) ротор неподвижен, двигатель развивает пусковой момент M_n .

Как видно из формулы (10.19), критическое скольжение s_k пропорционально величине активного сопротивления ротора R_2 . Поэтому введение в цепь фазного ротора двигателя добавочного

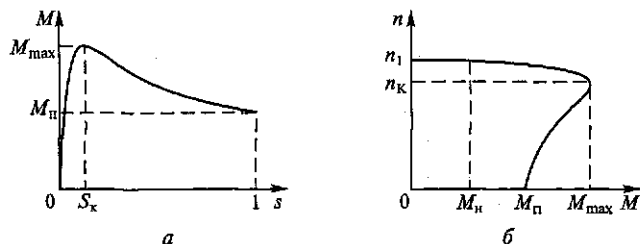


Рис. 10.36. Зависимость электромагнитного момента от скольжения (а) и механическая характеристика (б) асинхронного двигателя

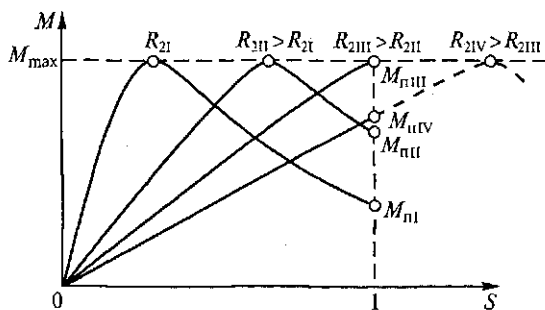


Рис. 10.37. Влияние активного сопротивления цепи ротора на зависимости $M(s)$ и механические характеристики асинхронного двигателя

сопротивления R_d его зависимости $M(s)$ изменятся так, как это показано на рис. 10.37. При этом величина максимального момента M_{\max} при различных сопротивлениях роторной цепи не изменится.

Пуск асинхронных двигателей. При пуске двигателя ($s = 1$) ЭДС E_2 велика, соответственно ток ротора I_2 большой, ток статора, так же как и ток ротора, может достигать десятикратного номинального значения.

Таким образом, при пуске двигателя без принятия специальных мер значительно возрастают токи, что недопустимо по условиям динамических усилий в обмотках и условиям их нагрева, а пусковой момент M_n настолько низок из-за низкого значения $\cos \psi_2$ при пуске [см. выражения (10.16) и (10.17)], что может быть недостаточным для преодоления момента сопротивления приводного механизма. Поэтому при пуске двигателей с фазным ротором вводят сопротивления в цепь ротора. При этом пусковой ток уменьшается, значение $\cos \psi_2$ увеличивается, а пусковой момент возрастает (рис. 10.37).

Пуск асинхронного двигателя малой мощности с короткозамкнутым ротором часто производят прямым включением в сеть. При этом необходимо обеспечить величину начального пускового момента электродвигателя выше начального момента сопротивления приводного механизма.

При необходимости ограничения пускового момента и тока применяют:

- включение статорной обмотки через активное сопротивление;
- включение через автотрансформатор;
- переключение статорной обмотки со звезды на треугольник.

Для улучшения пусковых свойств короткозамкнутых двигателей, работающих в тяжелых условиях, применяют специальные обмотки ротора (глубокопазные, с двойной «беличьей клеткой»), в которых сопротивление в момент пуска автоматически делает-

ся большим, а по мере разгона ротора оно уменьшается, как и у двигателя с фазным ротором.

Регулирование частоты вращения. Основные способы регулирования частоты вращения асинхронных двигателей сводятся к изменению частоты вращения магнитного поля статора или введению добавочного сопротивления в фазный ротор.

Частоту вращения магнитного поля статора n_1 , как видно из выражения (10.3), регулируют изменением числа пар полюсов обмотки статора p или частотой питающей сети f_1 .

Двигатели с изменением числа пар полюсов называют много-скоростными. У них возможно только ступенчатое изменение n_1 (см. подразд. 10.1.4).

При частотном управлении асинхронный двигатель питают от специального генератора трехфазного напряжения или полупроводникового преобразователя частоты. Частотное регулирование более экономично, однако часто стоимость и габариты преобразователя частоты превышают эти показатели самого двигателя.

При изменении сопротивления в цепи фазного ротора их характеристики изменяются так, как это показано на рис. 10.37. Регулирование возможно только вниз от номинальной частоты вращения. При данном способе регулирования можно получить широкий диапазон скоростей. Однако он неэкономичен, так как потери в роторной цепи пропорциональны скольжению, а энергия скольжения выделяется в виде теплоты в сопротивлениях роторной цепи.

10.3.4. Синхронные двигатели

Электромагнитный момент. Принцип действия синхронных двигателей был рассмотрен в подразд. 10.1.4, и до сих пор считалось, что двигатель работает в установившемся режиме. При этом ось результирующего поля статора опережает ось поля возбуждения ротора на угол θ (см. рис. 10.24), который влияет на величину электромагнитного момента двигателя. Анализ показывает, что этот момент определяется величиной

$$M_{\text{эм}} = M_{\text{max}} \sin \theta,$$

где M_{max} — максимальное значение электромагнитного момента при $\theta = 90^\circ$, пропорциональное напряжению сети и магнитному потоку (току) возбуждения ротора. Зависимость $M_{\text{эм}}(\theta)$ синхронного двигателя называется угловой характеристикой, которая имеет такой же вид и для синхронного генератора.

Таким образом, регулирование электромагнитного момента синхронного двигателя можно осуществлять током возбуждения ротора I_b (рис. 10.38).

Анализ условий устойчивости электродвигателей применительно к угловой характеристике синхронного двигателя показывает следующее.

Устойчивая работа синхронного двигателя возможна только при таких значениях θ , когда возрастание θ (в результате увеличения момента сопротивления M_c) сопровождается соответствующим ростом электромагнитного момента M , т.е. когда $\frac{dM}{d\theta} > 0$. Это является необходимым усло-

вием восстановления равновесия моментов.

Таким образом, устойчивая работа двигателя возможна при $\theta < 90^\circ$.

При $\theta > 90^\circ$ двигатель выпадает из синхронизма. На практике наибольшее допустимое значение θ составляет $20 \dots 30^\circ$.

На угловых характеристиках (см. рис. 10.38) при одном и том же значении момента сопротивления на валу M_c показано значение углов θ при различных токах возбуждения ротора I_B . Уменьшение тока возбуждения может привести к недопустимому увеличению θ и остановке двигателя.

Работа асинхронного двигателя при изменяющемся токе возбуждения. Важнейшим свойством синхронного двигателя является то, что регулированием тока возбуждения можно изменять не только величину электромагнитного момента, но фазу и величину тока статора, потребляемого из сети, при постоянстве момента сопротивления на валу. Это связано с тем, что, как и в асинхронном двигателе, постоянство напряжения сети, к которой подключен статор, требует практически неизменной величины результирующего магнитного потока в зазоре. Он образуется в рабочем режиме потоком возбуждения ротора Φ_B и потоком токов якоря Φ_A (см. подразд. 10.2.2).

Сопротивление обмотки статора практически чисто индуктивное, поэтому в любом режиме напряжение сети U_c должно уравниваться суммой ЭДС E_0 от потока ротора и падением напряжения на индуктивном сопротивлении статора (см. подразд. 10.2.2), равном по величине и противоположном по знаку сумме $\Delta \dot{E} = \dot{U}_c + \dot{E}_0$. Поэтому любое изменение величины тока I_B и потока возбуждения при постоянстве момента двигателя вызовет изменение тока статора, обеспечивающее электромагнитное равновесие в цепи статора.

Для подтверждения сказанного рассмотрим работу синхронного двигателя в режиме холостого хода ($M = 0$), когда активная составляющая тока статора равна нулю. Если двигатель работает

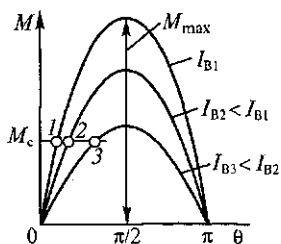


Рис. 10.38. Угловые характеристики синхронного двигателя

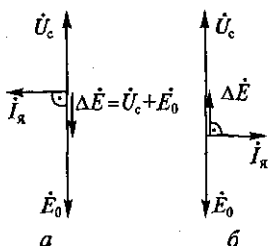


Рис. 10.39. Векторная диаграмма синхронного двигателя:
а — перевозбужденного; б — недовозбужденного

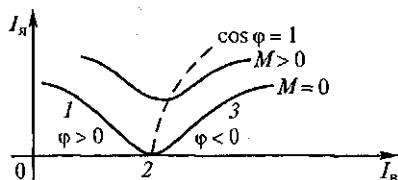


Рис. 10.40. Зависимости I (I_b) синхронного двигателя при различных нагрузках

при токе возбуждения ротора, обеспечивающем равенство E_0 и U_c , ток в обмотке статора отсутствует (см. рис. 10.23, б). При перевозбужденном двигателе $E_0 > U_c$, а его векторная диаграмма имеет вид, показанный на рис. 10.39, а. В этом случае появляющийся в статоре ток I_a является реактивным, для сети — опережающим (емкостным), а для машины — отстающим, следовательно, размагничивающим машину.

При недовозбуждении машины, когда $E_0 < U_c$, возникает реактивный ток статора I_a , являющийся для сети отстающим индуктивным, а для машины — опережающим, намагничивающим машину (рис. 10.39, б). В первом случае машина подобна конденсатору, вызывающему в сети опережающий ток, а во втором — индуктивной катушке, вызывающей в сети отстающий ток.

Для качественной оценки регулирования реактивной составляющей тока статора с помощью тока возбуждения используются U-образные характеристики, выражающие зависимость $I_a = f(I_b)$ при неизменном моменте M на валу. Кривая $I_a = f(I_b)$ при $M = 0$ показана на рис. 10.40. Участки 2—3 и 1—2 на этой характеристике соответствуют векторным диаграммам, приведенным на рис. 10.39, а и б соответственно.

Обычно синхронные двигатели работают с перевозбуждением при $\cos \varphi = 0,8$. При этом емкостные составляющие токов статора компенсируют в сети индуктивные составляющие токов асинхронных двигателей, трансформаторов и других электрических машин, уменьшая токи и потери энергии в линии.

Способность синхронной машины вызывать в сети опережающий ток обуславливает их широкое применение специально для работы на холостом ходу только для генерирования реактивной мощности, т.е. для повышения значения $\cos \varphi$ сети. Такие машины называются синхронными компенсаторами и работают в режиме двигателя перевозбужденными, вызывая ток, который опережает U_c на угол, близкий 90° , и повышает коэффициент мощности сети.

Пуск синхронного двигателя. Пуск в ход синхронного двигателя непосредственным включением в сеть невозможен, так как ротор из-за своей значительной инерции не может быть сразу увлечен вращающимся полем статора, скорость которого устанавливается мгновенно. При этом на ротор, если он возбужден, действует знакопеременный момент, среднее значение которого за период равно нулю. Электромагнитный момент возникает и может заставить ротор вращаться только в том случае, когда полюсы поля статора будут медленно перемещаться относительно полюсов возбуждения ротора. Такому перемещению соответствует разность скоростей ротора и поля статора порядка 5%. Следовательно, до включения цепи возбуждения ротор необходимо разогнать каким-либо способом до скорости, близкой к синхронной.

Для разгона современных синхронных двигателей их роторы снабжаются специальной пусковой обмоткой, закладываемой в тело ротора и подобной «беличьей клетке» ротора асинхронного двигателя. При достижении скорости вращения ротора, составляющей примерно $0,95n_1$, в обмотку возбуждения подается ток и двигатель начинает работать синхронно. В этом случае пусковая обмотка не влияет на работу двигателя, так как в ее стержнях ЭДС не наводится.

Отключаемую от источника питания обмотку возбуждения при пуске замыкают на активное сопротивление. Если же обмотку оставить разомкнутой, вращающийся относительно ротора поток статора в начале пуска индуцирует в ней ЭДС, в 20 ... 30 раз превышающую номинальное напряжение возбуждения, что может привести к пробое изоляции обмотки ротора.

Синхронные двигатели обычно пускаются прямым включением в сеть статорной обмотки. Только крупные двигатели (более 3000 кВт) требуют ограничения пускового тока. Для этой цели используют понижение напряжения, подводимого к статору.

Сложность пуска, необходимость применения специальной аппаратуры ограничивают широкое внедрение в промышленность синхронных двигателей средней мощности.

10.4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

10.4.1. Однофазные асинхронные двигатели

Для ряда исполнительных механизмов, систем автоматики, бытовых приборов и некоторых других устройств необходимо иметь надежные двигатели переменного тока небольшой мощности, питаемые от одной фазы трехфазной системы. Такими

двигателями являются однофазные асинхронные машины. Они просты, относительно дешевы и надежны в работе. Их КПД и $\cos\phi$ всегда значительно ниже, чем у трехфазных асинхронных машин, поэтому мощность их редко бывает больше 0,5 кВт.

Ротор таких двигателей выполняется короткозамкнутым. На статоре располагается одна однофазная обмотка, занимающая $2/3$ пазов. При подключении обмотки в однофазную сеть возникает переменный ток, возбуждающий в машине пульсирующее магнитное поле. Такой пульсирующий поток эквивалентен двум одинаковым потокам постоянной величины, которые вращаются в разные стороны с одной и той же частотой вращения n_1 . Один из потоков называется прямым, а другой — обратным. Используя такое расположение пульсирующего магнитного поля, однофазную обмотку на статоре можно заменить двумя трехфазными обмотками, включенными в сеть и образующими два вращающихся в различных направлениях поля.

Анализ работы однофазной асинхронной машины может быть сведен к анализу двух одинаковых трехфазных короткозамкнутых машин, трехфазные обмотки статора которых включены в общую сеть, а роторы насажены на один вал (рис. 10.41, а).

При неподвижном роторе прямое и обратное поля создают равные по величине и противоположные пусковые моменты. Суммарный пусковой момент такой машины равен нулю. Поэтому ротор однофазной машины самостоятельно вращаться не может.

Используя принцип независимости моментов, можно получить механическую характеристику однофазного двигателя (рис. 10.41, б). Для левой машины механическая характеристика имеет вид кривой M_1 , а правой — M_2 .

Если двигатель принудительно раскрутить до какой-либо скорости n , на ротор будет действовать результирующий момент, отличный от нуля.

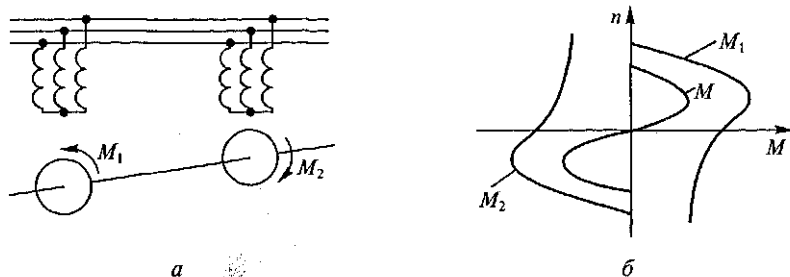


Рис. 10.41. Замена однофазного двигателя двумя трехфазными (а) и результирующая механическая характеристика (б)

Обычно для создания пускового момента однофазный двигатель снабжают дополнительной пусковой обмоткой, с помощью которой в машине возбуждается вращающееся магнитное поле, обеспечивающее разгон двигателя. Сразу же после пуска пусковую фазу выключают, оставляя включенной в однофазную сеть лишь рабочую обмотку, возбуждающую пульсирующее магнитное поле.

Для возбуждения вращающегося поля необходимо обеспечить пространственный сдвиг осей катушек и создать временной сдвиг токов в этих катушках. Пространственный сдвиг достигается размещением пусковой обмотки (ПО) в $1/3$ оставшихся пазов. При этом ось пусковой обмотки оказывается сдвинутой на 90° относительно рабочей обмотки (РО).

Временной сдвиг тока в пусковой фазе обеспечивается последовательным соединением с ПО емкости C (рис. 10.42, а). В этом случае формируется механическая характеристика (кривая 1 на рис. 10.42, б).

Под действием пускового момента M_n ротор разгоняется до скорости, соответствующей точке a , после чего пусковую обмотку отключают и скорость двигателя будет изменяться по кривой 2 до наступления динамического равновесия вращающего момента и момента сопротивления M_c в точке b кривой 2.

Кроме рассмотренного однофазного асинхронного двигателя часто применяют асинхронные двигатели, у которых конденсатор оставляют включенным в ПО на все время работы машины. Поэтому такие двигатели называются *конденсаторными*. По сравнению с другими однофазными двигателями они имеют большие значения вращающего момента и $\cos \varphi$.

Для создания пускового вращательного момента в однофазных двигателях малой мощности (5 ... 25 Вт) применяют конструкцию с явно выраженными полюсами статора. Каждый полюс таких машин расщеплен глубоким пазом на две части, на одну из которых насажено медное кольцо, выполняющее роль короткозамкнутого витка.

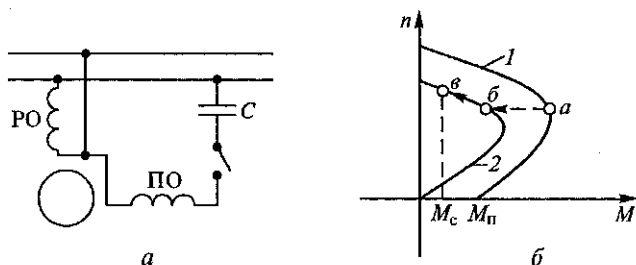


Рис. 10.42. Подключение пусковой обмотки к сети (а) и механические характеристики (б) однофазного двигателя

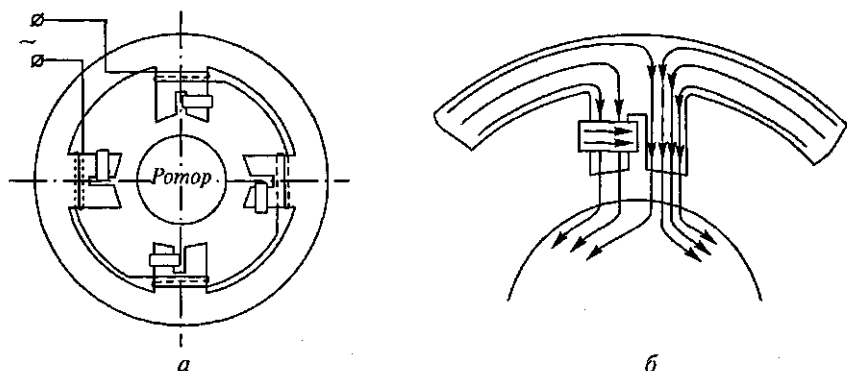


Рис. 10.43. Конструкция двигателя с экранированными полюсами (а) и распределение магнитных потоков в нем (б)

Под действием пульсирующего магнитного потока, создаваемого обмоткой статора, в короткозамкнутом витке возникает ток, препятствующий нарастанию потока в этой части полюса. В результате потоки в обеих частях каждого полюса оказываются сдвинутыми по фазе относительно друг друга (рис. 10.43, б), что приводит к образованию в двигателе вращающегося магнитного поля. Такие двигатели, называемые однофазными асинхронными двигателями с экранированными полюсами (рис. 10.43, а), обычно применяют в устройствах, не требующих больших пусковых моментов (электропроигрыватели, небольшие вентиляторы и т.д.).

В быстродействующих устройствах автоматики получили распространение *асинхронные исполнительные двигатели*, конструкция которых приведена на рис. 10.44, а.

Ротор такого двигателя выполняется в виде полого тонкостенного медного или алюминиевого стакана, расположенного между наружным и внутренним магнитопроводами статора. На статоре располагаются две обмотки — фаза возбуждения и фаза управления, оси которых сдвинуты в пространстве на 90° . Особенностью исполнительного двигателя является возможность регулирования момента и скорости в зависимости от напряжения на обмотке управления или угла сдвига фаз между напряжениями на обмотках.

Одну из обмоток (фазу возбуждения) включают на все время работы в однофазную сеть. Она служит для получения пульсирующего поля. Другая обмотка (фаза управления) воспринимает сигнал управления и создает вращающееся магнитное поле, приводящее ротор в движение. Благодаря малой массе ротор обладает незначительным моментом инерции, и, следовательно, двигатель обладает высоким быстродействием, что важно для систем автоматики и вычислительных устройств.

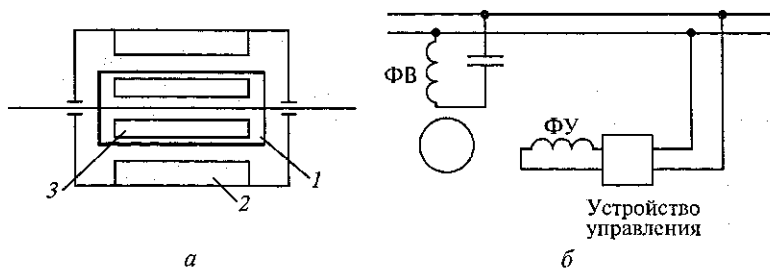


Рис. 10.44. Конструкция асинхронного исполнительного двигателя (а) и схемы его включения (б):

1 — ротор; 2 — наружный статор; 3 — внутренний статор; ФВ — фаза возбуждения; ФУ — фаза управления

Асинхронный двигатель с полым немагнитным якорем может работать и в качестве *асинхронного тахогенератора*, т.е. устройства, выходное напряжение которого пропорционально частоте вращения ротора. Для этого одну из обмоток статора подключают к переменному напряжению неизменной амплитуды и частоты. На другой обмотке возбуждается сигнал той же частоты, амплитуда которого пропорциональна частоте вращения ротора.

10.4.2. Синхронные микродвигатели

Синхронные микродвигатели отличаются от обычных синхронных машин отсутствием роторных обмоток возбуждения. По этой причине устраняются главные недостатки синхронных машин — наличие скользящих контактов и необходимость в источнике питания в цепи ротора. Вращающий момент в таких двигателях возникает из-за специальной формы или материала (с большой коэрцитивной силой) ротора.

Гистерезисный двигатель. Двигатель такого рода имеет статор с трехфазной или однофазной обмоткой и ротор, представляющий собой цилиндр без обмоток, выполненный из магнитотвердого металла. При подключении обмотки статора к сети возникает вращающееся магнитное поле, которое наводит в массивном роторе вихревые токи. Взаимодействие этих токов с полем статора создает на роторе вращающий момент, как в асинхронном двигателе, величина которого зависит от скольжения.

Но кроме вихревого момента на роторе возникает гистерезисный момент, природу которого можно пояснить с помощью рис. 10.45, на котором условно показано образование вращающегося магнитного поля вращением пары магнитных полюсов $N-S$.

Ротор условно состоит из элементарных магнитов 1 и 2, которые намагничиваются полем статора так, как это показано на

рис. 10.45, *а*. Между элементарными магнитиками и магнитами $N-S$ возникает сила взаимодействия F , направленная по оси магнита $N-S$. При вращении внешнего поля происходит перемагничивание ротора. При этом элементарные магнитики поворачиваются вслед за внешним полем. Но так как ротор выполнен из магнитотвердого материала, вследствие магнитного запаздывания ориентирование элементарных магнитиков несколько отстает от вращения магнитного поля (рис. 10.45, *б*). Это приводит к появлению составляющих F_t и F_n силы взаимодействия полюсов $N-S$ и ротора. Составляющая F_t всех элементарных магнитиков и создает на роторе гистерезисный момент. Величина момента определяется материалом ротора и не зависит от скольжения: чем шире петля гистерезиса магнитного материала ротора, тем больше величина гистерезисного момента.

Во время пуска скорость двигателя постепенно увеличивается до синхронной. Величина момента вихревых токов при этом уменьшается до нуля, и двигатель работает под действием гистерезисного момента с постоянной скоростью ротора, равной синхронной.

Преимуществами гистерезисных двигателей являются простота конструкции, надежность в эксплуатации, большой пусковой момент, плавность входа в синхронизм, сравнительно высокий КПД (до 60 %), бесшумность в работе.

К основному недостатку можно отнести низкое значение $\cos \varphi$ (до 0,45).

Синхронный микродвигатель с постоянными магнитами. Ротор такого двигателя выполняется из постоянных магнитов, поэтому его пусковой синхронный момент равен нулю. Для разгона ротора используется асинхронный момент, созданный токами в «беличьей клетке». При скорости, близкой к синхронной, двигатель рывком втягивается в режим синхронной работы. Такие двигатели при равной мощности имеют меньшие габаритные размеры по сравнению с гистерезисными.

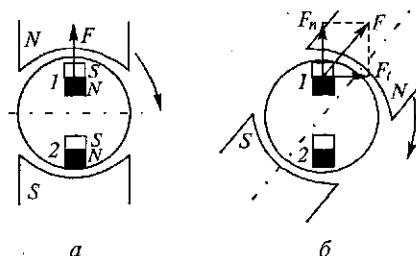


Рис. 10.45. Намагничивание ротора (*а*) и его расположение в рабочем режиме (*б*) гистерезисного двигателя

Реактивный синхронный двигатель. Ротор синхронного двигателя отличается тем, что его магнитное сопротивление в радиальном направлении неодинаковое. Пример такого ротора показан на рис. 10.46, *а*.

Ротор выполняется из нескольких пакетов листовой электротехнической стали, залитых алюминием. Стальные листы создают направления легкого намагничивания. После включения статорной обмотки в сеть вращающееся магнитное поле статора индуцирует вихревые токи в алюминиевой заливке. В результате взаимодействия поля статора с индуцированными токами возникает пусковой момент и ротор разгоняется до синхронной скорости. Ротор стремится занять такое положение, при котором магнитное сопротивление на пути потока, проходящего через воздушный зазор, было бы все время минимальным, т.е. ось легкого намагничивания ротора стремится совпасть с осью вращения потока статора. В связи с этим ротор начинает вращаться синхронно с магнитным полем статора (рис. 10.46, *б*).

При наличии момента сопротивления на валу ось магнитных полюсов ротора оказывается смещенной на некоторый угол относительно поля статора (рис. 10.46, *в*). Тангенциальные составляющие сил взаимного притяжения разноименных полюсов статора и ротора создают электромагнитный вращающий момент, называемый реактивным.

При равных габаритах номинальная мощность реактивного двигателя намного меньше мощности гистерезисного двигателя. Однако его достоинствами являются простота конструкции и низкая стоимость.

Шаговый электродвигатель. От других двигателей он отличается тем, что магнитное поле статора дискретно поворачивается под

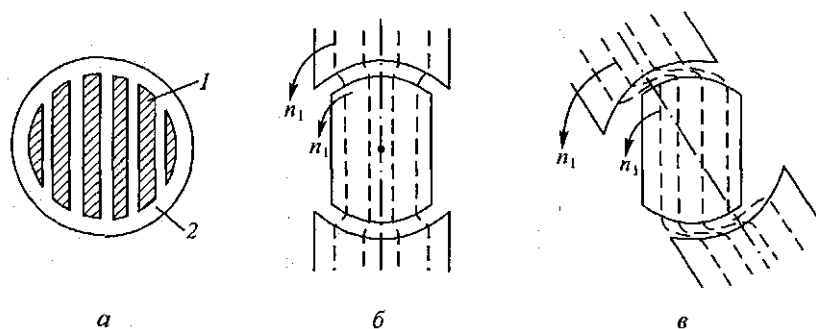


Рис. 10.46. Ротор реактивного синхронного двигателя:

а — устройство; *б* — работа на холостом ходу; *в* — под нагрузкой; 1 — пакеты электротехнической стали; 2 — алюминиевая заливка

действием прямоугольных импульсов, питающих обмотки статора от специального коммутатора. Статор и ротор выполняются явно-полюсными, причем последний изготовлен из постоянных магнитов. При подаче на статорные обмотки управляющих импульсов ротор поворачивается на фиксированный угол.

10.4.3. Машины постоянного тока малой мощности

Исполнительные двигатели постоянного тока. Скорость двигателей такого рода изменяется по сигналам управления. От традиционных двигателей они отличаются малым значением момента инерции. Это обеспечивается за счет якоря из тонкого немагнитного материала (пластмассы) в виде полого ротора, как и у исполнительного асинхронного двигателя (см. рис. 10.44), или диска. На тот и другой роторы наносится обычно печатная обмотка, подключенная к коллекторно-щеточному узлу. При дисковом якоре воздушный зазор получается не цилиндрическим, а плоским. Диск вращается между сегментами магнитной системы, создающей магнитный поток, перпендикулярно плоскости диска.

Исполнительные бесконтактные микродвигатели. Развитие полупроводниковой техники позволило создать микродвигатели постоянного тока без коллектора и щеток. Их функции выполняют транзисторные коммутаторы, управляемые датчиками положения. Двигатель становится более надежным и долговечным, создает меньше радиопомех, особенно при высоких частотах вращения.

Тахогенератор постоянного тока. Он представляет собой генератор постоянного тока с независимым электромагнитным возбуждением или возбуждением от постоянных магнитов. Частота вращения якоря преобразуется в пропорциональное выходное напряжение.

Важнейшей характеристикой тахогенератора является линейность зависимости выходного напряжения от частоты вращения. Хотя ЭДС якоря линейно зависит от частоты вращения (10.2), на величину выходного напряжения влияет реакция якоря, изменяющая магнитный поток возбуждения, непостоянство сопротивления щеточного контакта и др. В результате указанная линейность может быть нарушена. Устранение отмеченных факторов и обуславливает особенности конструкции тахогенератора постоянного тока.

Универсальные коллекторные двигатели. Такие двигатели могут работать от сети постоянного и однофазного переменного тока. Их конструкция подобна машине постоянного тока с последовательным возбуждением. Отличие лишь в том, что для уменьшения

магнитных потерь на переменном токе магнитопровод статора делается шихтованным, как и ротора, а обмотка возбуждения выполняется секционированной (рис. 10.47).

Это делается для сближения рабочих характеристик двигателя при его работе на постоянном и переменном токе. При работе двигателя на переменном токе существенно ухудшается коммутация и усиливается искрение под щетками. Такие двигатели широко используются в быту (пылесосы, швейные машины, электродрели, кофемолки и т.д.), а также в медицинской технике, автоматических системах и др.

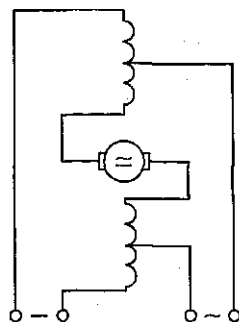


Рис. 10.47. Схема универсального коллекторного двигателя

10.5. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

10.5.1. Общие сведения

Главным источником механической энергии во всех отраслях промышленности является электропривод, под которым понимается электромеханическая система, состоящая из электрических машин, передаточных устройств и систем управления ими.

Электроприводы подразделяют на *нерегулируемые*, предназначенные только для пуска и остановки электродвигателя, работающего в односкоростном режиме; и *регулируемые*, неавтоматизированные и автоматизированные, предназначенные для регулирования частоты вращения и управления пуском и торможением электродвигателей в соответствии с требованиями технологических процессов.

Современный электропривод является в основном автоматизированным, так как все процессы в нем, связанные с пуском, остановкой и регулированием частоты вращения, обеспечиваются средствами автоматики.

Как было отмечено в подразд. 10.3, работа электропривода в установившемся и переходных режимах определяется механическими характеристиками электродвигателя $n(M)$ и производственного механизма $n(M_c)$. Момент сопротивления механизма M_c часто является непостоянной величиной и зависит от ряда факторов.

В установившемся режиме привода его частота вращения определяется условием $M = M_c$, т.е. точкой пересечения характеристик $n(M)$ и $n(M_c)$. При этом устойчивая работа электропривода возможна при выполнении условия (10.6).

10.5.2. Выбор электродвигателя электропривода

Конструктивное исполнение электродвигателей. Выбор типа электродвигателя, схемы его включения и степени автоматизации привода диктуются условиями его работы, требованиями технологического процесса и условиями окружающей среды. Это определило широкий ассортимент выпускаемых двигателей.

Большое практическое значение имеет правильный выбор конструктивного исполнения двигателя с учетом условий окружающей среды. Так, например, химостойкие двигатели предназначены для работы в химически активной среде; влагостойкие — в сырых и особо сырых помещениях и т.д. Многие двигатели выпускаются в закрытом обдуваемом исполнении, т.е. снабжены крышками, предохраняющими от проникновения пыли извне. Двигатели защищенного исполнения имеют приспособления, предохраняющие от случайного прикосновения к вращающимся и токоведущим частям.

Для защиты окружающей среды от возможного взрыва при искрообразованиях внутри двигателя выпускаются взрывозащищенные двигатели, снабженные специальными кожухами, которые выдерживают давление при взрыве газов в корпусе двигателя и не пропускают пламя наружу.

При разработке электропривода в первую очередь рассматривается возможность использования в нем наиболее надежного и дешевого асинхронного двигателя с короткозамкнутым контуром.

Если короткозамкнутый асинхронный двигатель обычного исполнения не обеспечивает требуемой частоты требуемых включений, возможности быстрого и надежного пуска, необходимо использовать асинхронные двигатели с улучшенными пусковыми свойствами или с контактными кольцами.

Использование статических полупроводниковых преобразователей частоты для регулирования частоты вращения расширило область применения короткозамкнутых асинхронных двигателей постоянного тока в электроприводах малой и средней мощности.

Для нерегулируемых приводов средней и большой мощности (до 20 000 кВт), работающих с редкими пусками в длительном режиме (компрессоры, мощные центробежные насосы, воздуходувки на тепловых электростанциях и др.), используются синхронные электродвигатели, имеющие более высокий КПД и обладающие способностью компенсировать реактивную мощность сети.

Двигатели постоянного тока независимого возбуждения применяются главным образом в электроприводах, требующих глубокого и плавного регулирования частоты вращения.

Двигатели постоянного тока последовательного возбуждения широко распространены на транспорте и в подъемно-транспортных механизмах.

Нагрев двигателей. Мощность двигателя выбирается из условий обеспечения нормальной работы электропривода. Последняя достигается соответствующим тепловым режимом, допустимой механической перегрузкой и переходными режимами.

При работе двигателя часть подводимой электрической энергии преобразуется в теплоту, которая определяется потерями энергии и зависит от нагрузки двигателя. Частично теплота рассеивается в окружающую среду, частично накапливается в двигателе, вызывая его нагрев. Наиболее чувствительна к нагреву изоляция обмоток.

Температура изоляции двигателя $t_{дв}$ возрастает с ростом развиваемой на валу мощности и может достигнуть недопустимых значений. Допустимое значение температуры изоляции зависит от нагревостойкости применяемых изоляционных материалов.

Тепловые процессы в двигателе характеризуются неравномерным распределением источников теплоты и неодинаковой температурой отдельных его частей. Для упрощения расчета полагают, что двигатель является однородным сплошным телом, а его теплоемкость и теплоотдача пропорциональны температуре перегрева $\tau = t_{дв} - t_{о.с.}$, где $t_{о.с.} = 40^\circ$ — принимаемая в расчетах температура окружающей среды. Тогда изменение температуры перегрева τ в зависимости от установившейся (конечной) $\tau_{уст}$ при $\tau_{нач} = 0$ выражается соотношением $\tau = \tau_{уст} (1 - e^{t/T_n})$, где T_n — тепловая постоянная времени нагрева.

Из графика нагрева двигателя (рис. 10.48) видно, что двигатель может долгое время работать с перегревом, меньшим допустимого $\tau_{доп}$, если развиваемая им мощность меньше или равна номинальной. Если мощность выше номинальной ($P_3 > P_2 > P_{ном}$), время работы следует уменьшить ($t_3 > t_2 > T_n$) с таким расчетом, чтобы температура перегрева τ не превышала допустимую.

Исходя из особенностей процессов нагревания и охлаждения двигателя различают три режима работы:

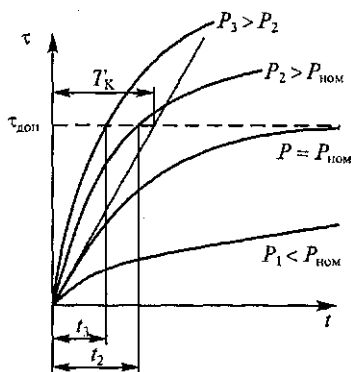


Рис. 10.48. Нагрев двигателя при различных механических мощностях на валу

продолжительный режим $t_p \geq 3T_n$ (рис. 10.49, а);
 кратковременный режим $t_p < 3T_n$, $t_0 > 3T_0$ (рис. 10.49, б);
 повторно-кратковременный режим $t_p \ll 3T_n$, $t_0 \ll 3T_0$
 (рис. 10.49, в), где T_0 — тепловая постоянная времени охлаждения,
 t_p — время работы двигателя; t_0 — длительность паузы в работе.

В продолжительном режиме температура перегрева достигает установившегося значения за время работы t_p , при этом длительность пауз в работе не играет роли.

Особенностью работы двигателя в кратковременном режиме является то, что за время t_p двигатель не успевает нагреваться до температуры $\tau_{уст}$, а за время паузы t_0 остывает до температуры окружающей среды.

Повторно-кратковременный режим работы электропривода характеризуется циклическим повторением периодов работы t_p и пауз t_0 при общей длительности цикла $t_u \leq 10$ мин.

За время работы t_p температура перегрева двигателя не достигает установившегося значения, за время паузы t_0 двигатель не успевает охладиться до температуры окружающей среды, а при многократном повторении рабочих циклов температуры в начале и конце цикла становятся равными, их колебания происходят около среднего значения температуры перегрева $\tau_{ср}$.

Поэтому помимо обычных двигателей, рассчитанных на длительный режим работы, промышленность выпускает специальные двигатели кратковременного и повторно-кратковременного режимов работы с нормированной продолжительностью включения (ПВ) 15, 25, 40 и 60 %.

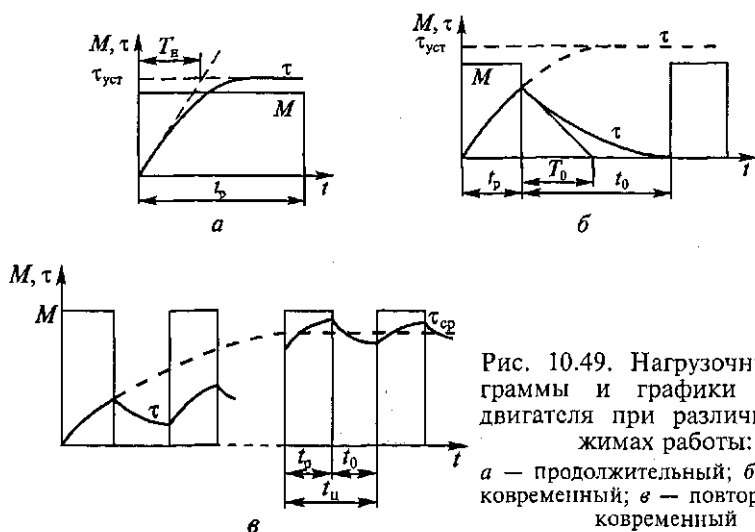


Рис. 10.49. Нагрузочные диаграммы и графики нагрева двигателя при различных режимах работы:
 а — продолжительный; б — кратковременный; в — повторно-кратковременный

Под продолжительностью включения понимают величину (%)

$$ПВ = \frac{t_p}{t_p + t_0} 100.$$

С помощью специальных приемов можно пересчитать двигатель с одной ПВ на другую.

Предварительный выбор электродвигателей. Для выбора мощности электродвигателя необходимо знать требования технологического процесса к приводу, которые выражаются нагрузочными диаграммами — временными зависимостями момента сопротивления $M_c(t)$ или мощности $P_c(t)$, а также тахограммами — зависимостями угловой скорости $\Omega(t)$ от времени.

Нагрузочные диаграммы механизма $M_c(t)$ и $P_c(t)$ могут быть использованы для выбора мощности электродвигателя, если привод работает преимущественно в длительных установившихся режимах ($M = M_c$) и не имеет дополнительных ограничений в переходных режимах.

Во всех остальных случаях расчет мощности электродвигателя проводят по нагрузочным диаграммам электропривода, учитывающим нагрузку электродвигателя в динамических режимах. Когда динамические режимы в работе привода играют существенную роль, задачу выбора мощности двигателя решают в два этапа. На первом этапе осуществляют предварительный выбор мощности двигателя по среднему за цикл моменту сопротивления $M_{c.ср}$, а на втором — последующую его проверку по перегрузочной способности и нагреву с использованием нагрузочных диаграмм электропривода.

По нагрузочной диаграмме средний статистический момент определяется так:

$$M_{c.ср} = \frac{\sum_1^n M_{ck} t_k}{\sum_1^n t_k},$$

где M_{ck} — момент сопротивления на k -м интервале; t_k — продолжительность k -го интервала; n — число интервалов.

Номинальный момент двигателя предварительно находится с учетом динамических режимов и определяется по формуле

$$M_n = K_{дин} M_{c.ср},$$

где $K_{дин} = 1,1 \dots 1,3$.

По найденным значениям M_n и ω_n определяют требуемую мощность $P_n = M_n \omega_n$, по каталогам выбирают ближайший по мощности двигатель, определяют его момент инерции и строят механические характеристики. После этого построение нагру-

зочной диаграммы электропривода $M(t)$ сводится к решению уравнения движения:

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt}.$$

По тахограмме привода определяются ускорения $d\omega/dt$ в динамических режимах, рассчитываются и строятся диаграммы динамических моментов $M_{\text{дин}} = J \frac{d\omega}{dt}$. На основании проведенных расчетов строятся нагрузочные диаграммы электропривода $M(t)$ и $P(t)$.

Зависимость $M(t)$ получают суммированием значений моментов сопротивления $M_c(t)$ и динамического $M_{\text{дин}}(t)$, а $P(t)$ — на основе использования известного соотношения $P = \omega M$. Предварительно выбранный двигатель проверяют по перегрузочной способности и нагреву. При проверке по перегрузочной способности проверяют выполнение условия

$$M_{\text{max}} \leq M_{\text{доп}},$$

где M_{max} — максимальное значение момента; $M_{\text{доп}}$ — допустимый по перегрузке момент двигателя, равный $(2 \dots 2,5) M_{\text{ном}}$ для двигателя постоянного тока; $0,8 M_{\text{max}}$ — для асинхронного двигателя (с учетом снижения напряжения на 10%); $(2 \dots 2,5) M_{\text{ном}}$ — для синхронных двигателей нормального исполнения.

При длительном режиме работы электропривода с постоянной нагрузкой ($P = \text{const}$) мощность электродвигателя выбирается из условия $P = P_n$, где P_n — номинальная мощность ближайшего к заданной нагрузке двигателя по каталогу.

В кратковременном режиме работы двигатель за время работы не успевает нагреться до температуры установившегося значения, поэтому двигатель для этого режима может быть нагружен больше, чем для длительного. Мощность двигателя выбирают не по условиям нагрева, а по условиям перегрузочного момента и тока. Для таких электроприводов выпускают специальные двигатели, имеющие большую перегрузочную способность и рассчитанные на работу в течение 15, 30 и 60 мин. Эти двигатели выбираются по каталогу серий двигателей для кратковременного режима работы.

Для приводов, работающих в повторно-кратковременном режиме, следует применять специальные электродвигатели с нормированной продолжительностью включения.

Проверка выбора мощности двигателей по нагреву. Проверку правильности предварительного выбора мощности электродвигателя для всех режимов работы производят по его нагрузочным диаграммам.

Если температура окружающей среды не отличается от принятой 40 °С, выбор мощности двигателя, работающего в продолжительном режиме при постоянной нагрузке, сводится к выбору его по каталогу, при этом номинальная мощность двигателя $P_n > P_{\text{мех}}$, т.е. механической мощности нагрузки. Если двигатель работает в продолжительном режиме с переменной нагрузкой, то в целях проверки пригодности выбранного двигателя для электропривода пользуются методом средних потерь. Метод основан на том, что мощность потерь $\Delta P_{\text{ср}}$ за цикл работы не должна превышать мощность номинальных потерь, т.е. $\Delta P_{\text{ср}} < \Delta P_n$. При этом средняя температура перегрева не будет превышать допустимую величину: $\tau_{\text{ср}} < \tau_{\text{доп}}$, так как средняя температура пропорциональна мощности потерь за цикл. В соответствии с этим можно записать, что

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n}{t_{\text{ц}}},$$

где ΔP_k и t_k — мощность потерь и продолжительность k -го интервала нагрузочной диаграммы.

Для определения ΔP_k и $P_{\text{ср}}$ необходимо найти зависимость коэффициента полезного действия от момента на валу $\eta(M_{\text{вп}})$ и, вычислив мощность на каждом интервале ($P_k = M_{\text{ск}} \omega_k$), определить мощность потерь $\Delta P_k = \frac{P_k (1 - \eta_k)}{\eta_k}$ и среднюю мощность по-

терь за цикл.

Если $\Delta P_{\text{ср}} \leq \Delta P_n$, двигатель выбран правильно. При $\Delta P_{\text{ср}} > \Delta P_n$ двигатель будет перегреваться, что недопустимо. В этом случае выбирают по каталогу двигатель большей мощности. Метод средних потерь является наиболее точным и применяется для выбора мощности двигателей постоянного и переменного токов.

Если в результате построения нагрузочной диаграммы получены зависимости тока $I(t)$ или мощности $P(t)$ в функции времени, проверку выбора двигателя по нагреву можно осуществить без вычисления потерь, используя метод эквивалентных величин — тока, мощности или момента.

Метод эквивалентных величин основан на методе средних потерь с учетом допущения, что потери ΔP_n (в стали и механические) постоянны, т.е. не зависят от нагрузки.

При этих условиях определится эквивалентный ток двигателя

$$I_{\text{э}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}.$$

Если соблюдается условие $I_{\text{э}} = I_n$ для предварительно выбранного двигателя, то он удовлетворяет требованиям нагрева и выбран правильно.

Метод эквивалентного тока для проверки выбранного двигателя по нагреву можно применять практически во всех случаях, когда можно не учитывать изменение мощности потерь при работе по нагрузочной диаграмме. Этот метод не применим для асинхронных двигателей, работающих при регулируемом напряжении статорной обмотки, а также для двигателей со специальным исполнением обмотки статора, у которых сопротивление ротора изменяется в пусковых и тормозных режимах. В этом случае следует применять метод средних потерь.

Производными от метода эквивалентного тока являются методы эквивалентного момента и мощности:

$$M_3 = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}; P_3 = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}.$$

Определенные эквивалентные значения M_3 и P_3 представляют собой среднеквадратичные значения момента и мощности нагрузочных диаграмм.

Если полученные эквивалентные величины не превышают соответствующие номинальные момент и мощность, т.е. ($M_3 < M_n$ и $P_3 < P_n$), двигатель удовлетворяет требованиям нагрева.

Проверку по нагреву двигателя для повторно-кратковременного режима работы проводят так же, как и для продолжительного режима работы. Если ПВ работы данного привода не соответствует стандартным ПВ, можно применять специализированные электродвигатели с другими ПВ или даже двигатели для длительного режима работы (ПВ = 100%).

При пересчете мощности выбранного двигателя с одной ПВ на другую допустимая мощность рассчитывается по формуле

$$P_2 = P_1 \sqrt{\text{ПВ}_1 / \text{ПВ}_2},$$

где P_1 и ПВ_1 — номинальная мощность и продолжительность включения по каталогу, а P_2 — допустимая мощность электродвигателя при «нестандартной» продолжительности включения ПВ_2 .

ГЛАВА 11

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ

11.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ АВТОМАТИКИ

В электротехнических устройствах предусмотрено различное управление (коммутация и регулирование). Оно осуществляется ручным способом или с помощью средств автоматики. Элементами систем автоматики являются электрические и магнитные аппараты, срабатывающие автоматически, без механических и мускульных усилий.

Понятие «электрические и магнитные аппараты» может быть объединено общим термином «электрические аппараты». Причем в понятие «электрические аппараты» обычно вкладывают более широкий смысл, включая в него и элементы электроники. Если еще сравнительно недавно работа ЭА базировалась на чисто электромеханических принципах, т.е. на механических явлениях, связанных с перемещением определенных элементов, замыканием или размыканием контактов, то в последнее время в сферу аппаратостроения все шире внедряются электроника и микропроцессоры. Именно с помощью электроники создаются статические ЭА без каких-либо подвижных механических частей. Такие аппараты более надежны, обладают большим быстродействием, меньшими габаритами и массой. При этом они выполняют все функции, которые ранее выполняли электромеханические устройства.

По своему назначению электрические аппараты классифицируются по различным параметрам. По уровню напряжения они могут быть низковольтными и высоковольтными. Под низковольтными аппаратами понимают такие, которые работают при напряжениях меньше 1000 В. Большинство аппаратов низкого напряжения условно можно разделить на следующие основные группы.

В первую группу входят аппараты управления и защиты. К ним относятся различные типы аппаратов включения, переключения, выключения и аппараты для управления режимами работы электрических приемников энергии. Это, в первую очередь, различные реле, контакторы, автоматические выключатели, пускатели электродвигателей, переключатели, предохранители и другие аппараты.

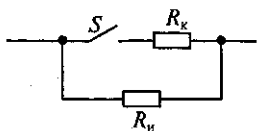


Рис. 11.1. Эквивалентная схема коммутирующего узла

Вторую группу составляют аппараты автоматического регулирования, к которым относятся стабилизаторы и регуляторы напряжения, тока или мощности и других параметров электрической энергии.

Близка к ним третья группа аппаратов автоматики с электронными устройствами, которая обеспечивает функции контроля, усиления и преобразования электрических сигналов.

Важнейшей частью практически любого электрического аппарата является его коммутирующий узел, который осуществляет замыкание или размыкание электрической цепи. В замкнутом состоянии он должен иметь очень малое сопротивление. В разомкнутом состоянии сопротивление коммутирующего узла должно быть существенно больше сопротивления приемника. Эквивалентная схема коммутирующего узла приведена на рис 11.1.

На нем сопротивление R_k характеризует сопротивление контактной пары, а сопротивление R_n — сопротивление изоляции. Процессы коммутации сопровождаются импульсами тока и напряжения.

Известно, что импульсный сигнал может быть разложен в ряд Фурье с большим числом высших гармоник. Практически он создает очень широкий спектр частот, которые в виде электромагнитного поля излучаются и могут создать помехи различным электронным устройствам. Высокочастотные поля вредны для здоровья человека. Для устранения или по крайней мере снижения нежелательных излучений в электронных аппаратах применяются электрические фильтры.

Коммутирующий узел может быть выполнен в виде электрических контактов, которые могут быть замкнуты или разомкнуты.

Процесс перехода контактов из одного состояния в другое происходит под воздействием механических сил, создаваемых приводом. Привод может быть электромагнитным, например, в реле; тепловым — в системах защиты от перегрева; механическим — в выключателях и т.п. К основным недостаткам контактных аппаратов можно отнести износ контактных поверхностей, относительно низкую частоту переключений и так называемый дребезг. Последний проявляется в том, что в процессе коммутации наблюдается нестабильность переходных сопротивлений в контактной паре. Это может привести к ложному срабатыванию различных устройств, управляемых контактами.

В бесконтактных электронных аппаратах контактная пара заменяется транзистором или тиристором, которые могут находиться в открытом или закрытом состоянии под воздействием управляющего сигнала, т.е. пропускать или не пропускать ток в управляемой цепи. В таких аппаратах из-за отсутствия подвижных контактов нет дребезга, выше надежность работы. Они, как правило, имеют существенно меньшие габариты по сравнению с контактными аппаратами одинакового класса, требуют намного меньшей мощности управляющего сигнала.

Принцип работы и устройство простейшего контактного аппарата показан на примере электромагнитного реле (рис 11.2).

При протекании тока по катушке 4 возникает магнитный поток, который проходит через сердечник 3, магнитопровод 5, якорь 1 и замыкается в воздушном зазоре между якорем и сердечником. Сила притяжения, создаваемая этим магнитным потоком, вызывает срабатывание реле, т.е. притягивание якоря к сердечнику и замыкание контактов 2. Отпускание реле происходит при прекращении тока через обмотку реле за счет действия пружины 6. Так как после замыкания реле воздушный зазор в магнитной цепи уменьшается, для поддержания реле в замкнутом состоянии требуется меньшее значение магнитодвижущей силы, т.е. тока в обмотке реле. Поэтому ток срабатывания $I_{ср}$ реле всегда больше тока отпускания $I_{отп}$ и характеристика реле имеет явно выраженный гистерезисный характер (рис.11.3).

Реле в зависимости от назначения может иметь от одной (рис. 11.2) до 20...30 контактных пар. Они могут работать как на замыкание, так и на размыкание. Условное обозначение электромагнитного реле на принципиальных электрических схемах приведено на рис. 11.4.

Обмотка реле и его контактные пары могут располагаться для удобства чтения схем в различных их частях и обозначаться буквой «К» с индексами номера реле в схеме. Контактные пары обычно обозначаются двумя индексами: первый означает номер реле, а второй — номер контактной пары данного реле.

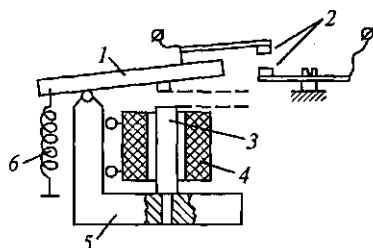


Рис. 11.2. Конструкция электромагнитного реле:

1 — якорь; 2 — контакты; 3 — сердечник; 4 — катушка; 5 — магнитопровод; 6 — пружина

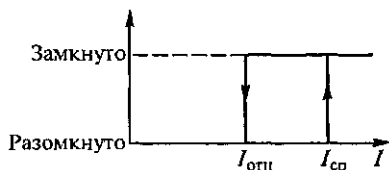


Рис. 11.3. Характеристика реле

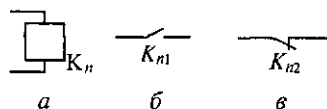


Рис. 11.4. Условное обозначение электромагнитного реле:

а — обмотка реле; *б* — замыкающий контакт; *в* — размыкающий контакт

Рассмотрим наиболее важные **параметры реле**, кроме тока срабатывания и тока отпускания.

Мощность срабатывания $P_{\text{ср}}$ — электрическая мощность, подводимая к управляющей цепи и обеспечивающая надежное срабатывание. Эта мощность характеризует чувствительность реле.

Мощность разрывная $P_{\text{разр}}$ — максимальная мощность в управляемой цепи, не вызывающая разрушения контактов реле за счет возможного образования электрической дуги. Эта мощность зависит от многих факторов — конструкции контактов и материала, из которого они изготовлены, значения разрываемого тока, напряжения, приложенного к контактам, и скорости перемещения контактов при размыкании.

Отношение мощности разрывной к мощности срабатывания реле называется коэффициентом управления:

$$K_y = P_{\text{разр}} / P_{\text{ср}}$$

Время срабатывания $T_{\text{ср}}$ — время от момента подачи на обмотку управляющего сигнала до момента замыкания контактов. Оно определяется постоянной времени электрической цепи и инерционностью подвижных частей реле.

Время отпускания — время от момента снятия управляющего воздействия на реле до момента отпускания (размыкания) контактов.

Достаточно часто в паспортных данных электромагнитных реле указываются значения напряжений срабатывания и отпускания реле. Рассмотренная конструкция электромагнитного реле может работать только на постоянном токе. Конструкции реле переменного тока рассмотрены в следующей главе.

Одним из наиболее тяжелых режимов работы реле является режим размыкания контактов. Это связано, в первую очередь, с тем, что в этом режиме между размыкаемыми контактами возникает электрическая дуга, которая разрушает поверхностный слой контактов. Возникновение электрической дуги связано, в первую очередь, с характером нагрузки в цепи, управляемой контактами реле. Чаще всего она имеет индуктивные составляющие обмоток двигателей и трансформаторов. В подразд. 4.1 отмечалось, что в соответствии с одним из законов коммутации ток в индуктивности не может измениться мгновенно. Поэтому в момент разрыва контактов для поддержания тока в цепи образуется электрическая дуга. По тем же причинам при небольших токах при

размыкании контактов в них возникает искрение. Для устранения отрицательных последствий искрения и электрической дуги в контактах принимаются специальные меры, например, увеличение скорости размыкания контактов и расстояния между ними, применение сдвоенных контактов, включаемых последовательно в

цепь. Достаточно часто для уменьшения искрения в контактах применяют шунтирование контактов резистором или конденсатором (рис. 11.5). Фактически оба этих способа создают цепь для тока, обходящего разорванные контакты.

Чаще применяют шунтирование контактов конденсатором, так как после окончания переходного процесса ток в управляемой цепи отсутствует. Например, контакты прерывателя зажигания в автомобилях обязательно шунтируют конденсатором, без которого нарушается нормальная работа системы зажигания. В цепях с большими потребляемыми мощностями и большими токами для устранения вредного воздействия электрической дуги применяются более сложные методы. Один из методов — механическое отсекаание дуги своеобразной заслонкой из изоляционного материала, которая автоматически перекрывает промежуток между контактами сразу же после момента их размыкания. Используется также метод выдувания дуги и ее разрыва мощным потоком воздуха от специального вентилятора. Этот метод, в частности, используется на электростанциях и распределительных цепях систем электроснабжения. В цепях меньшей мощности применяются различные варианты дугогасительных устройств с магнитным дутьем. Один из вариантов такого устройства приведен на рис. 11.6.

После разрывания контактов в промежутке между ними образуется ионизированная газовая область с движущимися зарядами. Ток в цепи контактов за счет дуги не прерывается и, проходя по катушке 4, намотанной на сердечнике 3, созда-

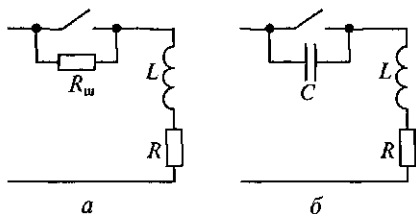


Рис. 11.5. Схемы искрогашения:
а — с резистором; б — с конденсатором

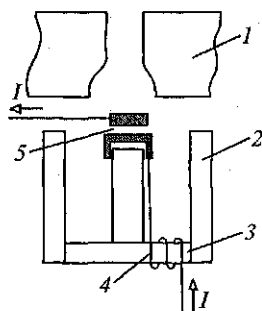


Рис. 11.6. Дугогасящее устройство с магнитным дутьем:

1 — пластины; 2 — ферромагнитные пластины; 3 — сердечник; 4 — катушка; 5 — зазор между разрываемыми контактами

ет мощное магнитное поле между ферромагнитными пластинами 1. По известным законам физики на цепь с током (в данном случае этой цепью является электрическая дуга), находящейся в магнитном поле, действует сила F , выталкивающая дугу в узкую щель между двумя пластинами, изготовленными из изоляционного материала. Пластины отбирают тепло от дуги, и она гаснет. Иногда вместо пластин для гашения дуги устанавливается решетка, щели в которой действуют аналогично, отнимая тепло и гася дугу.

11.2. Типовые элементы систем автоматики

Наиболее простым устройством, широко используемым в автоматике, является рычажный (иногда кнопочный) *выключатель* (рис. 11.7), с ручным приводом.

Включение и отключение в нем производятся с помощью рукоятки 11, которая располагается в пазу корпуса 9 выключателя. Для включения выключателя рукоятку поднимают вверх. Фигурная пластина 10 своим нижним концом фиксируется расцепителем 13, а пружина 12 через два рычага 4 и 5 прижимает пластину 10 с контактом к неподвижному контакту 7. Токовая цепь замыкается, и происходит включение управляемого устройства. Для выключения рукоятку 11 возвращают в исходное положение движением вниз. Фигурная пластина 10 перемещается вниз, изменяется положение точки связи ее с рычагами 4 и 5, пластина 10 под действием пружины 12 отходит вправо, и контакты разъединяются. Дугогасительная решетка 8 из изоляционного материала способствует гашению дуги за счет отбора теплоты от нее. Этому же способствует и большой зазор между контактами после их размыкания. В приведенной конструкции предусмотрены также две защиты: тепловая и электромагнитная. Обе они предназначены для автоматического отключения выключателя при превышении проходящего через его контакты тока. Тепловая защита работает за счет биметаллической пластины 1, которая нагревается проходящим через выключатель током и за счет изгиба тяги приводит в движение расцепитель 14, размыкающий контакты. Для срабатывания тепловой защиты требуется определенное время после превышения тока максимального значения, что связано с тепловой инерцией биметаллической пластины. Отключение выключателя осуществляется при кратковременных превышениях тока за счет работы электромагнитной защиты. В цепи тока, проходящего через выключатель, включена катушка, которая при кратковременном превышении тока через выключатель притягивает якорь 2, расположенный на конце расцепителя 14, размыкающего контакты. Более простые варианты

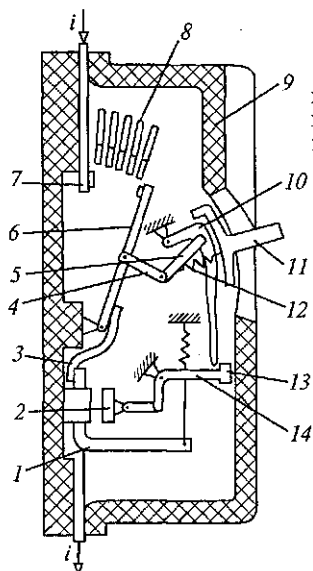


Рис. 11.7. Рычажный выключатель:

1 — биметаллическая пластина; 2 — якорь; 3 — шина; 4, 5, 6 — рычаги; 7 — контакт; 8 — дугогасительная решетка; 9 — крышка корпуса; 10 — фигурная решетка; 11 — рукоятка; 12 — пружина; 13 — зуб расцепителя; 14 — расцепитель

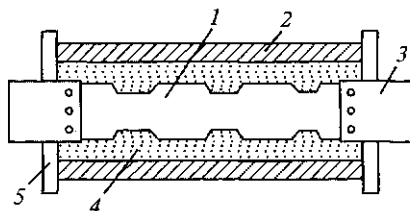


Рис. 11.8. Предохранитель с плавкой вставкой:

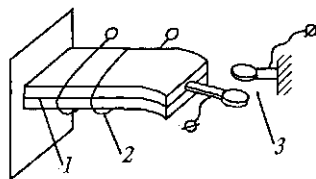
1 — плавкая вставка; 2 — корпус; 3 — токопроводящие детали; 4 — наполнитель; 5 — защитные колпачки

выключателей могут не иметь систем тепловой и электромагнитной защиты от перегрузок.

В различных электрических цепях достаточно часто применяются специальные устройства для автоматического отключения цепи при превышении значения заданного тока или тока короткого замыкания. Они получили названия *предохранителей*. Преимущественно предохранители используются для защиты от токов короткого замыкания. Для защиты от токов перегрузки чаще используются тепловые реле и автоматические выключатели. Основой предохранителя является плавкая вставка, которая сгорает при токах срабатывания и тем самым разрывает защищаемую цепь. Конструктивно такие предохранители могут быть как открытыми (вставка не защищена корпусом), так и закрытыми (вставка расположена в закрытом патроне). Последние часто выполняются засыпными. В них корпус вставки засыпан мелкозернистым порошком, чаще всего кварцевым песком. Назначение засыпки — отвод от вставки теплоты и гашение электрической дуги. В качестве материала для вставок чаще всего используется медь, реже цинк или алюминий. Конструкция предохранителя с плавкой вставкой приведена на рис. 11.8.

Рис. 11.9. Биметаллический аппарат тепловой защиты:

1 — биметаллическая пластина; 2 — подогревающая обмотка; 3 — контакты



Для автоматического отключения нагрузки применяются *тепловые биметаллические реле* (рис. 11.9).

Основой такого устройства является биметаллическая пластина 1, состоящая из двух материалов с различными температурными коэффициентами линейного расширения. Нагрев такой пластины приводит к ее деформации (изгибу), что позволяет осуществить размыкание контактной пары 3. Нагрев биметаллической пластины может осуществляться либо обмоткой 2, либо внешним нагревателем. Через обмотку 2, выполненную из провода высокого удельного сопротивления, проходит ток защищаемой цепи. В качестве внешнего нагревателя может служить корпус двигателя или другого электротехнического устройства. После остывания биметаллической пластины, он выпрямляется и возвращает контакты в замкнутое состояние. Существуют варианты биметаллической тепловой защиты, в которых для повторного замыкания контактов требуется нажать на выведенную кнопку включения.

Во многих устройствах, потребляющих значительные токи, используются контакторы и магнитные пускатели. *Контактор* представляет собой аппарат, предназначенный для коммутации силовых электрических цепей как при номинальных токах, так и токах в режиме перегрузки. Чаще всего замыкание и размыкание контактов осуществляется с помощью электромагнитного привода. Контакторы могут работать на постоянном и переменном токе. Основными параметрами, характеризующими контакторы, являются номинальный ток главных контактов, предельный отключаемый ток и время включения и выключения. Часто также указывается число гарантируемых включений и выключений, которое может достигать нескольких миллионов. Конструкция контактора постоянного тока ничем не отличается от конструкции электромагнитного реле, за исключением более мощных контактов и устройства для гашения электрической дуги. В некоторых типах контакторов применяются две обмотки управления, создающих магнитные потоки. Одна из них является главной и предназначена для четкого и быстрого замыкания рабочих контактов, а вторая — удерживающей. Обычно после замыкания контактов воздушный зазор в магнитопроводе контактора уменьшается и для удержания контактов требуется меньшая магнитодвижущая сила, что позволяет использовать менее мощную удерживающую обмотку и отключение основной (главной). Этим экономится электроэнергия в цепи управления контактора.

Магнитный пускатель практически является разновидностью контактора. Он предназначен для пуска, останова, реверсирования и защиты электродвигателей. Его основным отличием от контактора является наличие устройства защиты от токовых пе-

регрузок. Последние чаще всего выполняются в виде тепловых реле.

Конструкция электромагнитных реле, контакторов и магнитных пускателей, предназначенных для работы на переменном токе, имеет свои особенности. Под работой на переменном токе подразумевается не коммутация переменных токов, а использование переменного напряжения для питания обмоток. Магнитная система таких аппаратов собирается из листовой электротехнической стали, обладающей малыми потерями на гистерезис и вихревые токи. На переменном токе тяговое усилие будет меняться во времени, что приводит к непостоянству работы контактов и механическому износу подвижных частей релейных аппаратов. Для устранения этого магнитный поток в рабочем воздушном пространстве разбивают на два потока, сдвинутые по фазе на некоторый угол. Это достигается охватом раздвоенного полюсного наконечника короткозамкнутым витком (рис. 11.10).

Контроллерами называются электрические аппараты, предназначенные для пуска, останова, регулирования частоты вращения и реверсирования электродвигателей. Контакты контроллера непосредственно включаются в цепь питания электродвигателей, работающих обычно при напряжениях не более 600 В. Традиционно контроллер выполняется в виде барабана (рис. 11.11) с контактами.

Барабан может вращаться вручную или от какого-либо привода, например, от двигателя небольшой мощности с редуктором, а иногда — от часового механизма. При вращении контакты барабана соприкасаются с неподвижными контактами на корпусе контроллера (контакты скользящего типа) и осуществляют коммутацию соответствующих устройств привода. Число контактов может варьироваться в широких пределах, а коммутирующие токи могут достигать 200 А. Контроллеры используются на некоторых транспортных средствах с электро-

Рис. 11.10. Конструкция магнитопровода реле переменного тока:

1 — короткозамкнутый виток; 2 — сердечник

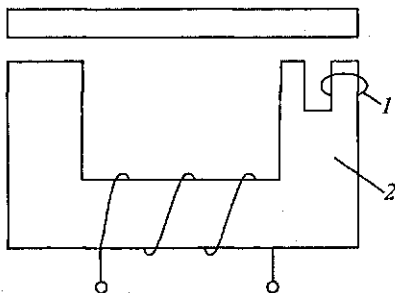
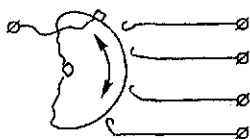


Рис. 11.11. Принцип действия контроллера

приводом, но в последнее время они заменяются более совершенными устройствами управления, создаваемыми на базе электроники. Простейшие контроллеры с программным управлением применяются в электрических стиральных машинах. В них барабан с контактами вращается через понижающий редуктор от вспомогательного двигателя малой мощности и обеспечивает выполнение последовательности режимов стирки. Контроллеры подобного типа, обеспечивающие выполнение определенной программы в функции от времени, часто называют командно-программными аппаратами. Они находят применение там, где исполнительное устройство должно многократно выполнять определенную последовательность действий: включать несколько двигателей электропривода, различные тяговые соленоиды, электроклапаны и другое оборудование различных станков и линий обработки деталей. Командно-программные аппараты применяются в системах пуска реактивных двигателей современных самолетов, где нужно предварительно раскрутить вал турбины двигателя до определенной частоты вращения и лишь потом подать топливо к форсункам с последующим его зажиганием. Если управляемые программным аппаратом токи велики, включение тех или иных цепей обычно производится через промежуточные электромагнитные реле, которые фактически выполняют роль усилителей. Применение промежуточных реле кроме того позволяет выполнить барабанную систему контроллера более компактной, так как в этом случае замыкаемые контакты могут быть рассчитаны на гораздо меньшие токи и во многих случаях можно отказаться от применения устройств гашения электрической дуги.

Аппараты, обеспечивающие необходимую задержку в передаче воздействия между частями устройства автоматики или от одного устройства к другому, получили название *реле времени*. В самом общем случае в составе реле времени можно выделить три составляющие части: воспринимающую, т.е. обеспечивающую приведение реле в действие; замедляющую, обеспечивающую выдержку времени; и исполнительную, обеспечивающую воздействие на управляющее устройство или схему. Часто конструктивно они не всегда разделены.

Пуск реле времени может осуществляться различными способами: электрическим, пневматическим или гидравлическим сигналом либо вручную. Такое реле часто используется с часовым механизмом, отсчитывающим определенное время, после которого замыкаются исполнительные контакты, управляющие работой исполнительных устройств. Выпускаемые промышленностью реле с часовыми механизмами используются для получения задержки от 0,1 до 20 с. В большинстве случаев величину задержки можно регулировать, передвигая неподвижный контакт,

к которому под действием часового механизма приближается подвижный контакт и замыкание которых определяет выдержку времени. Начало работы часового механизма в реле времени может осуществляться с помощью небольшого соленоида, перемещение подвижной части которого под воздействием входного сигнала включает часовой механизм.

Другой разновидностью реле времени является реле с электромагнитным замедлением. Конструкция такого реле отличается тем, что на сердечнике располагается дополнительная короткозамкнутая обмотка. При изменении управляющего тока (при включении реле под напряжение) магнитный поток в сердечнике реле изменяется, что вызывает появление тока в короткозамкнутой обмотке. Обмотка создает свое магнитное поле, которое уменьшает изменение основного магнитного потока и тем самым задерживает перемещение якоря реле.

Особую группу реле времени составляют электронные реле, которые благодаря малым габаритам, высокой надежности и легкости настройки на различные временные задержки находят все более широкое применение. Принципиально возможны два варианта исполнения электронных реле времени: аналоговый и цифровой. Один из вариантов аналоговой схемы реле времени приведен на рис. 11.12, а.

В ней основным элементом, определяющим работу схемы, является транзистор VT , в коллекторную цепь которого включено электромагнитное реле, которое может работать как на замыкание, так и на размыкание цепи управления. Развязывающий резистор R_2 обычно имеет намного большее сопротивление по отношению к сопротивлению резистора R_1 . Этим уменьшается влияние сопротивления участка база—эмиттер транзистора на процесс разряда конденсатора. В исходном состоянии транзистор закрыт напряжением, снимаемым с потенциометра R_3 . Начало работы схемы происходит с момента нажатия и отпускания кнопки S . При нажатой кнопке конденсатор C заряжается до напряжения источника питания схемы, а после отпускания это напряжение поступает на базу транзистора и он открывается. Включенное в коллекторную цепь электромагнитное реле срабатывает и замыкает или размыкает внешнюю цепь управления. С этого времени начинается отсчет времени выдержки. Конденсатор C начинает разряжаться на резистор R_1 , и напряжение на нем уменьшается по экспоненциальному закону:

$$u_c = U_{\text{пит}} e^{-\frac{t}{\tau}},$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени цепи разряда.

При разряде ток коллекторной цепи транзистора уменьшается и в какой-то момент времени становится равным току отпус-

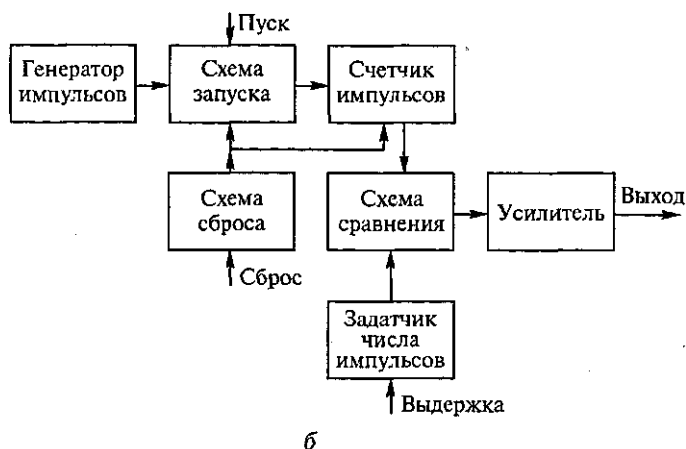
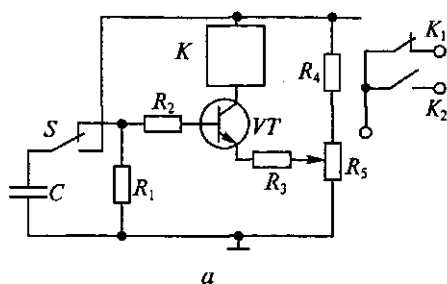


Рис. 11.12. Электронное реле времени:
а — аналогового типа; б — цифрового типа

кания электромагнитного реле. В результате происходит переключение его контактов, управляющих внешней нагрузкой.

Напряжение срабатывания $u_{ср}$ на базе транзистора определяется свойствами реле и транзистора и может быть записано в следующем виде:

$$u_{ср} = u_C - u_1,$$

где u_C — напряжение на конденсаторе; u_1 — напряжение, снимаемое с потенциометра R_5 .

Подставив в приведенное равенство выражения для напряжения на конденсаторе, можно получить соотношение для определения длительности выдержки $t_{ср}$ от постоянной времени и режима работы:

$$t_{ср} = R_1 C \ln \frac{U_{пит}}{U_{ср} - U_1}.$$

Из этого соотношения следует, что время длительности срабатывания $t_{\text{ср}}$ контактов реле можно регулировать подбором элементов C и R_1 , а также подбором значений напряжений срабатывания на выходе потенциометра R_5 . Напряжение $u_{\text{ср}}$, определяющее значение тока отпущения реле, может изменяться выбором электромагнитного реле, включенного в коллекторную цепь. Удобнее всего изменять выдержку времени путем изменения положения движка потенциометра R_5 , т.е. изменением напряжения u_1 . Подобные реле времени могут обеспечить выдержку времени в пределах от 0,1 с до нескольких десятков минут. Аналоговые электронные реле времени применяются во многих современных фотоаппаратах для управления выдержкой экспозиции при съемке; в радиоэлектронной аппаратуре при необходимости обеспечить включение питания отдельных ее частей с задержкой и во многих других случаях.

Широкое развитие в последние годы цифровой техники привело к появлению электронных реле времени, работающих в цифровом режиме. Один из возможных вариантов построения такого реле приведен в виде блок-схемы на рис 11.12, б. В ней генератор импульсов вырабатывает последовательность импульсов, следующих с большой частотой. Начало работы схемы выдержки времени начинается с момента подачи входного сигнала на схему пуска.

Импульсы через схему пуска, определяющей момент начала выдержки времени, поступают на счетчик импульсов, с выхода которого подсчитываемое количество импульсов в виде чисел поступает на схему совпадения. Кроме того, на схему совпадения также поступает в виде числа заданное количество импульсов, определяющее выдержку времени. Когда эти два числа будут равны, на выходе схемы совпадения появляется сигнал, управляющий работой транзистора в ключевом режиме. В зависимости от конкретной схемы в цепь транзистора может быть включено электромагнитное реле. Управление режимом работы исполнительного устройства может также осуществляться электронной схемой бесконтактным способом. Длительность задержки включения транзистора определяется заданным числом импульсов. Изменение этого числа обычно не представляет трудностей и при необходимости может меняться самой схемой автоматического управления в зависимости от режима ее работы. Для повторного срабатывания электронного реле используется сигнал цепи сброса, который обнуляет счетчик импульсов и отключает его от генератора импульсов.

Недостатком большинства элементов автоматики, имеющих контактные системы, как уже отмечалось, является износ их поверхности из-за искрения или электрической дуги. Кроме того, агрессивная среда, в которой часто находятся электромагнитные

реле, также не способствуют их надежной работе. Большая часть этих недостатков устранена в электромагнитных реле с магнитоуправляемыми контактами. Контакты выполнены из упругого ферромагнитного материала и непосредственно управляются внешним магнитным полем. Контакты в таких реле фактически выполняют несколько функций: являются частью магнитного потока, заменяют пружины и являются управляемым элементом. Одна из разновидностей реле подобного типа получила название *герконы* (ГЕРметизированные КОНтакты). В них магнитоуправляемые контакты помещены в герметизированную стеклянную колбу (рис. 11.13, а). В колбе находится инертный газ, способствующий улучшению режима работы контактов. Контакты выполнены из ферромагнитного материала с большой магнитной проницаемостью, чаще всего из пермаллоя. Контактные площадки покрываются золотом, серебром или родием. Стеклянная колба помещается внутрь катушки, создающей в колбе сильное магнитное поле, которое заставляет пластины из пермаллоя с контактами занять среднее положение в магнитном поле, и контакты соединяются. При снятии напряжения с обмотки за счет пружинных свойств пластин с контактами они разъединяются.

Герконы имеют гораздо больший рабочий ресурс по сравнению с обычными электромагнитными реле, который может

доходить до 10^7 включений. К недостаткам герконов можно отнести их чувствительность к внешним магнитным полям и небольшой управляемый ток в контактах, который обычно не превышает одного ампера. Для работы с большими токами были разработаны магнитоуправляемые реле *герсиконы* (ГЕРметизированные СИловые КОНтакты). Один из вариантов герсикона показан на рис. 11.13, б. На магнитопроводе 2 размещена катушка 1, которая при протекании по ней тока создает сильное магнитное поле. Оно притягивает ферромагнитную упругую пластину 5 с контактом к магнитопроводу и одновременно замыкает этот контакт с неподвижным контактом 3. Контакты, так же как и в

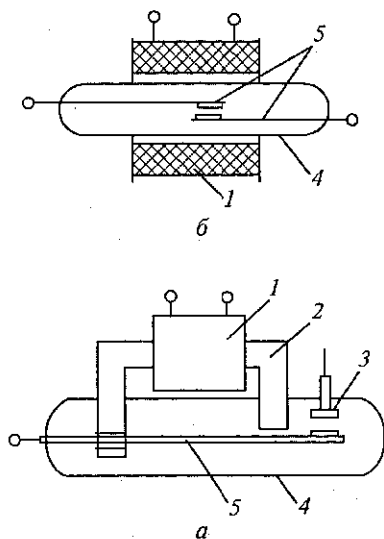


Рис. 11.13. Реле с магнитоуправляемыми контактами:

а — геркон; б — герсикон; 1 — катушка; 2 — магнитопровод; 3 — контакт; 4 — колба с инертным газом; 5 — ферромагнитная пластина с контактом

обычном герконе, находящаяся в стеклянной колбе 4, наполненной инертным газом.

Так как контактная пара в любом электромагнитном реле является наименее надежным элементом, развитие электроники позволило создать реле без механических контактов, так называемые *бесконтактные реле*. Основным элементом таких реле является полупроводниковый прибор — транзистор или тиристор.

Функцию транзисторного реле может выполнять простейший транзисторный усилитель, выполненный по схеме с общим эмиттером (рис. 11.14, а).

В этой схеме транзистор должен работать в ключевом режиме, т.е. находиться только в открытом или закрытом состоянии. В закрытом состоянии коллекторный ток практически приближается к нулевому значению, а в открытом транзистор находится в режиме насыщения, т.е. в режиме максимально возможного тока при очень малом напряжении на участке коллектор—эмиттер. В обоих режимах мощность, рассеиваемая на транзисторе, минимальна, что важно с точки зрения минимальных потерь в схеме управления. Управление транзистором осуществляется подачей на базу сигнала управления U_y , который создает базовый ток I_b , обеспечивающий при нагрузке R_n режим насыщения транзистора во включенном состоянии. Для быстрого перехода транзистора из одного состояния в другое требуется такое же быстрое изменение напряжения на его базе. Лучше всего если управляющий сигнал будет иметь прямоугольную форму (рис. 11.14, б). Для получения такого управляющего сигнала перед мощным выходным транзистором устанавливают каскад или каскады усиления, которые вырабатывают сигналы такой формы. В качестве таких усилителей часто используются операционные усилители с положительной обратной связью. Увеличение коммутирующего тока может быть достигнуто либо применением более мощных транзисторов, либо включением в параллель нескольких транзисторов.

Хорошая управляемость и быстродействие транзисторных бесконтактных реле позволяет сравнительно просто расширить их функциональные возможности. В частности, транзисторные реле позволяют регулировать ток или напряжение в

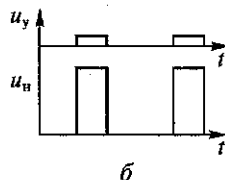
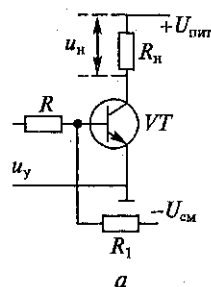


Рис. 11.14. Транзисторное реле:

а — принципиальная схема; б — временные диаграммы

коммутируемой цепи, функционировать по заданному алгоритму и защищать коммутируемые цепи.

При работе в ключевом режиме через нагрузку проходят импульсы тока. В зависимости от частоты следования импульсов или их ширины при постоянной частоте следования среднее значение тока в нагрузке будет меняться. Это позволяет плавно регулировать частоту вращения двигателя, который благодаря своей инерционности реагирует именно на среднее значение тока. По ряду причин предпочтение отдается изменению среднего значения тока в нагрузке за счет изменения ширины импульсов. Такой режим управления получил название широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Наряду с транзисторными бесконтактными реле нашли применение тиристорные коммутаторы. Как было отмечено в подразд. 7.2, тиристор является полупроводниковым элементом с неполной управляемостью. Это означает, что управление с помощью управляющего электрода тиристора позволяет только включить тиристор, т.е. перевести его в режим проводимости. Выключать тиристор и регулировать силу его тока путем изменения напряжения на этом электроде в тиристоре обычного исполнения нельзя. Сравнительно просто осуществляется выключение тиристора при его работе на переменном токе, так как изменение полярности напряжения в каждой половине периода выключает тиристор. Такой способ работы тиристора получил название работы с естественной коммутацией.

На рис. 11.15 представлена схема однофазного тиристорного коммутатора, выполненного на встречно-параллельных тиристорах с использованием естественной коммутации. Импульсы управления поступают на управляющие электроды со схемы управления тиристора синхронно с сетевым напряжением. Для регулирования тока в нагрузке импульсы управления включением тириستоров должны изменять свое фазовое положение по отношению к напряжению сети. Этим изменяется момент открытия тиристоров в каждой половине периода напряжения сети,

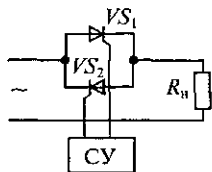


Рис. 11.15. Тиристорный коммутатор

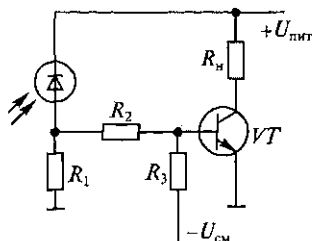


Рис. 11.16. Схема фотореле

вследствие чего среднее значение тока в нагрузке будет меняться. Так как тиристор работает в ключевом режиме, рассеиваемая на нем мощность будет незначительна. В какой-то мере режим работы тиристорного ключа похож на режим широтно-импульсной модуляции в транзисторных схемах.

Одним из примеров применения электроники в системах управления служат так называемые *фотореле* (рис 11.16).

На приведенной схеме фотодиод при его освещении меняет свое сопротивление и увеличивается ток через него и резистор R_1 . Положительное напряжение с этого резистора поступает через резистор R_2 на базу транзистора VT и открывает его. В отсутствие освещенности напряжение на резисторе R_1 мало, и транзистор закрыт отрицательным напряжением $U_{см}$ смещения, подаваемым на базу транзистора через резистор R_3 . В коллекторную цепь транзистора включена нагрузка, в качестве которой может быть источник звукового сигнала, если подобное реле используется в системе охраны. Подобные реле используются во всех телевизионных приемниках для работы с выносным пультом управления.

В различных отраслях промышленности и техники используются порой специфические типы электрических аппаратов. Так, например, в распределительных сетях электроснабжения городов и районов применяются автоматы повторного включения, которые после короткого замыкания, вызванного, например, ударом молнии, и срабатывания защиты от экстремальных токов вновь включают подачу электроэнергии потребителям. Запуск космических кораблей осуществляется с использованием программных автоматов, включающих ракетные двигатели и обеспечивающих всю сложнейшую последовательность действий. В системах связи используют поляризованные реле, реагирующие на полярность напряжения, поступающего на его обмотку. Во многих случаях элементы электроавтоматики используют обратные связи, позволяющие получать информацию о выполнении запланированной операции. Достаточно часто электроаппараты заменяют деятельность человека, особенно при выполнении однообразных операций.

ГЛАВА 12

ПЕРЕДАЧА И РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

12.1. Классификация, назначение и схемы сетей электроснабжения

Непрерывную подачу электрической энергии всем потребителям обеспечивает огромная система, в состав которой входят электростанции, линии передачи и сложные устройства распределения электрической энергии между потребителями. При этом она должна не только обеспечивать бесперебойную подачу напряжения потребителям, но и подавать напряжение стандартной частоты, выдерживать его уровень, например, 220 В в жилых зданиях.

Все элементы системы связаны общим режимом работы и непрерывностью поставки электроэнергии потребителям. Электрическая сеть представляет собой совокупность устройств для распределения электрической энергии. Она состоит из подстанций, распределительных устройств, а также линий электропередач. Последние могут быть воздушными или кабельными.

Применяемая в России частота переменного напряжения 50 Гц должна строго выдерживаться, так как с ней связана частота вращения практически всех двигателей станков предприятий. Уменьшение частоты только на один герц уменьшит частоту вращения промышленных станков и, например, скорость движения конвейеров на 2%, что в масштабе государства может соответственно снизить производительность труда. Напряжение на различных участках электрической сети может меняться от 6 до 1150 кВ и, доходя до потребителей, составлять: для оборудования предприятий — 380 В, для жилых и рабочих помещений — 220 В.

Электрические подстанции располагаются между источниками энергии и потребителями и предназначены для преобразования и распределения электрической энергии. Они состоят из понижающих или повышающих трансформаторов, сборных шин и коммутационных аппаратов. Сборные шины предназначены для приема электроэнергии и распределения ее между потребителями.

Производство электрической энергии осуществляется на электростанциях. Основой их являются синхронные генераторы, напряжение на выходе которых чаще всего находится в пределах от 3 до 21 кВ. По виду потребляемой энергии электро-

станции могут быть тепловыми (работают на угле, газе, нефти), атомными или гидравлическими. Гидравлические электростанции могут работать с использованием запасов воды из водохранилищ или за счет перепада уровней воды на реках. Часто электростанции совмещают функции получения электрической и тепловой энергии для отопления зданий (теплоэлектротрентраль, ТЭЦ). Если тепловая электростанция не обеспечивает теплоснабжение жилых домов и предприятий, она в большей степени использует тепловую энергию для выработки электроэнергии. На таких электростанциях тепло, полученное при сжигании топлива, передается в парогенераторе водяному пару, который поступает в конденсационную турбину. Энергия пара в турбине преобразуется в механическую энергию, а затем в электрическом генераторе — в электрический ток. Отработанный пар отводится в конденсатор, откуда конденсат пара перекачивается насосами обратно в парогенератор. Электростанции, работающие в этом режиме, называются конденсационными.

На разных участках электроснабжения электрические сети работают на различных напряжениях. Чем меньше напряжение, тем меньше радиус действия таких сетей. Так, в сети напряжением 380 В радиус действия не должен превышать 0,5 км, напряжением 6 кВ — не более 10 км, а напряжением 35 кВ — может доходить до 35 км.

Приемники электрической энергии делятся на три категории.

Первая категория — приемники, прекращение снабжения которых может повлечь человеческие жертвы, повреждение оборудования или расстройство технологического процесса.

Вторая категория — приемники, для которых перерывы в энергоснабжении связаны только с простоем оборудования, но не могут привести к человеческим жертвам.

Третья категория — все остальные потребители.

К потребителям первой категории относятся многие военные объекты, больницы, объекты связи, специальные объекты, в которых при перерывах в подаче электроэнергии могут произойти взрывы или возникнуть ситуации, опасные для жизни людей. Объекты этой категории должны снабжаться электроэнергией от двух независимых источников и в ряде случаев иметь дополнительный (третий) автономный источник питания, например, дизель-генераторную установку.

Снабжение объектов второй категории допускает кратковременные перерывы в подаче электроэнергии на время подключения резервных источников.

Объекты третьей категории допускают перерывы в электроснабжении на время производства ремонтных работ. Примерный вид электрических сетей приведен на рис 12.1.

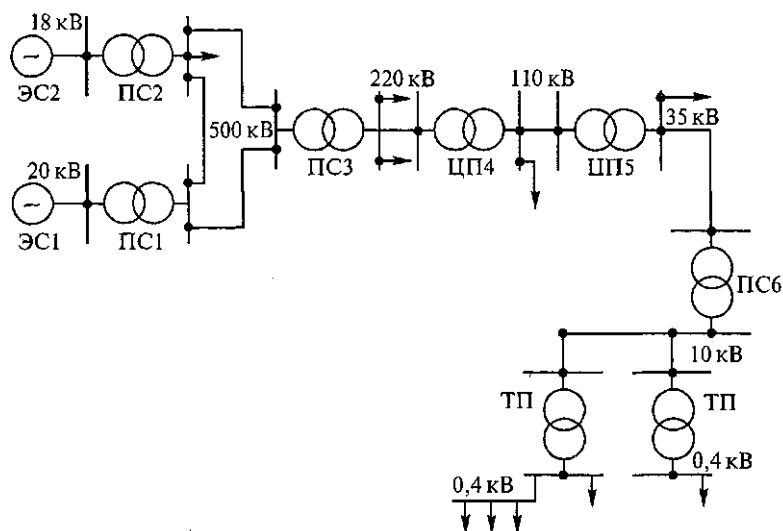


Рис. 12.1. Схема электрических сетей

Два генератора на электростанциях ЭС1 и ЭС2 генерируют напряжения 20 и 18 кВ соответственно. На подстанциях ПС1 и ПС2 напряжения, поступающие на их приемные шины (выделены жирными линиями), трансформируются в напряжение 500 кВ. На этом уровне обычно образуются замкнутые контуры, повышающие надежность подачи электроэнергии потребителям. Напряжение 500 кВ по воздушным линиям сверхвысокого напряжения передается часто на большие расстояния к подстанции ПС3, на выходе которой оно снижается до 220 кВ. Это напряжение подается на центр питания ЦП4, который распределяет уже более низкое напряжение 110 кВ на различные районные подстанции, где напряжение снижается до уровня 35 кВ или до более низкого уровня — 6 кВ. Такие подстанции снабжаются трансформаторами, которые в зависимости от нагрузки позволяют регулировать напряжение на шинах низкого напряжения. Напряжение такого относительно низкого уровня, как правило, по кабельным линиям передач поступает к промышленным, городским и сельским потребителям, где устанавливаются подстанции, напряжения на выходе которых составляют 380/220 В и непосредственно питают как заводское оборудование, так и жилые здания.

12.2. Воздушные и кабельные линии электропередач

Воздушные линии электропередач предназначены для передачи тока напряжением 110 кВ и выше. Конструктивно они состоят из опор, на которых с помощью гирлянд изоляторов под

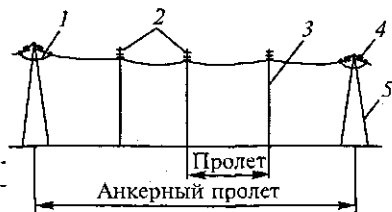


Рис. 12.2. Схема подвески провода:

1 — шлейф; 2 — поддерживающие гирлянды; 3 — поддерживающая опора; 4 — натяжная гирлянда; 5 — анкерная опора

вешиваются три провода трехфазной линии передачи. Над ними протянут трос, который служит для защиты воздушной линии от ударов молнии. На линию электропередачи воздействует ряд механических нагрузок. Прежде всего это масса проводов, а также наледей, образующихся на них в зимнее время, ветер и температурные изменения длины проводов. На воздушных линиях применяются только неизолированные провода, изготовленные обычно из алюминия или сталеалюминия. Медь из-за высокой стоимости, как правило, не применяется. Провода могут быть как одножильными, так и многожильными, т.е. свитыми из большого числа относительно тонких жил. Для большей прочности проводов в их центральную часть вкладывают стальной провод. Многожильные провода лучше выдерживают различные нагрузки, более прочны, но дороже одножильных, поэтому решение об использовании тех или иных проводов определяется экономическими факторами. В качестве материала для прозозащитных тросов используется сталь. Трос через опоры заземляется и достаточно надежно защищает линию передач от разрядов. Опоры воздушной линии подразделяются на два типа: промежуточные и анкерные (рис. 12.2).

На промежуточных опорах с помощью гирлянд изоляторов поддерживаются провода, а анкерные опоры служат для натяжения проводов. Поскольку изоляторы на них являются как бы продолжением проводов, для пропускания тока используют шлейфы, соединяющие провода по обе стороны анкерной опоры. Для того чтобы емкость и индуктивность всех проводов трехфазной линии была одинаковой на линиях протяженностью более 100 км, последовательно меняют на опорах взаимное расположение проводов по отношению друг к другу (рис. 12.3).

Такое перераспределение подвески проводов получило название транспозиции.

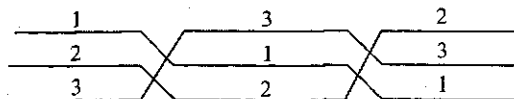


Рис. 12.3. Цикл транспозиции проводов

Изоляторы подвески проводов составляются в гирлянды. Конструкция типового изолятора подвесного типа приведена на рис. 12.4.

Изолятор состоит из изолирующей части, выполненной из фарфора или стекла, и металлических деталей — шапки 3 и стержня 4. Изолятор соединяется с шапкой посредством цементной связки 2. Для обеспечения необходимого уровня изоляции и устранения возможных пробоев изоляторы соединяют в гирлянды. Число изоляторов в гирлянде зависит от рабочего напряжения в линии. Так, на линиях напряжением 110 кВ должно быть 6...8 изоляторов, а на линиях напряжением 220 кВ уже 10...14. Провода крепятся к изоляторам, а изоляторы к опорам с помощью линейной арматуры, обеспечивающей надежное долговечное соединение. Для соединения проводов применяются специальные приспособления — соединители, которые надеваются на предварительно скрученные провода и обжимаются с помощью специальных клещей.

Прокладка воздушных линий электропередач должна исключать прохождение проводов над сельскими домами и местами, где возможно длительное пребывание людей, так как электромагнитное поле, возникающее под проводами, может отрицательно воздействовать на их здоровье. При этом необходимо учитывать возможность внесения линией передач помех в системы связи.

В кабельных линиях используются силовые кабели, состоящие из одной или нескольких токопроводящих жил, отделенных друг от друга изоляцией. Для предохранения кабеля от воздействия влаги, различных кислотных осадков и механических повреждений на него накладывают защитную оболочку и стальную ленточную броню. Токоведущие провода могут быть в виде одиночной жилы или скручены из большого числа проводов малого сечения. По экономическим соображениям медь для изготовления кабелей практически не применяется, для их производства используют алюминий. На кабельных линиях напряжением более 35 кВ обычно используются одножильные кабели, а при более низких напряжениях — трехжильные. Изоляция кабелей производится с помощью специальной, пропитанной минеральным маслом кабельной бумаги, которая накладывается на

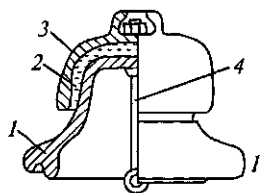


Рис. 12.4. Подвесной изолятор:

1 — изолятор; 2 — цементная связка; 3 — шапка; 4 — стержень

токопроводящие жилы в виде лент. Защитные оболочки кабелей изготавливаются из свинца, алюминия или, в последнее время чаще, из поливинилхлорида. Защитные оболочки, в свою очередь, требуют защиты от механических повреждений. Для этого на кабель снаружи накладывают броню из стальных лент или стальной проволоки. Для защиты изоляции от воздействия блуждающих в земле токов дополнительно применяют джутовую прослойку под броней из пропитанной хлопчатобумажной ткани. Поверх нее накладывают еще два слоя поливинилхлоридной ленты. Поверх брони также накладывают пропитанную антикоррозионным составом хлопчатобумажную ленту. Такая многослойная защита кабеля предохраняет его от повреждений и обеспечивает высокую долговечность. Для подсоединения кабелей к аппаратуре, шинам или для соединения между собой применяются специально разработанные и выпускаемые промышленностью соединительные муфты.

Прокладка кабельных линий представляет собой достаточно трудоемкий процесс. Для этого роют траншею, дно которой чаще всего засыпают песком. Поверх песка укладывают кабели, а траншею засыпают слоем мягкого грунта. Для защиты кабеля от механических повреждений поверх грунта устанавливают бетонные плиты, которые дополнительно засыпают грунтом до уровня земляного покрова и утрамбовывают. Для прокладки большого числа кабелей в одном направлении сооружают коллекторы или прокладывают бетонные трубы. Коллекторы кроме прокладки кабелей используются также для прокладки водопроводных труб и труб теплоснабжения. Если прокладываются только кабели, для них сооружают бетонные туннели, в которых может размещаться до 50 кабелей.

Внутренние электрические сети могут быть высокого (до 20 кВ) напряжения (на крупных предприятиях) и низкого (менее 1 кВ) напряжения. Они могут выполняться в виде изолированных проводов, шнуров, кабелей и токопроводов. Провода с резиновой или пластмассовой изоляцией предназначены для распределения энергии силовых и осветительных установок при неподвижной прокладке на открытом воздухе и внутри помещений. Специальные марки проводов используются для прокладки линий электроснабжения под слоем штукатурки или в пластмассовых трубах.

12.3. Трансформаторные подстанции

Одним из важнейших элементов электрической сети являются трансформаторные подстанции, которые преобразуют электрическую энергию с высшего напряжения на низшее и наобо-

рот. Трансформаторные подстанции бывают понижающими (понижают напряжение) и повышающими (повышают напряжение).

Достаточно часто в названии подстанции дополнительно указывается ее роль в системе электроснабжения. Например, главные понижающие подстанции питают электроэнергией крупные районы напряжением 35 кВ или сетевые понижающие подстанции, радиус действия которых не превышает 6... 10 км, снижают напряжение до 6... 10 кВ. Отдельным потребителям подают электроэнергию напряжением 0,4 кВ местные трансформаторные подстанции.

Трансформаторные подстанции могут быть как в открытом, так и в закрытом исполнении. При открытом исполнении трансформаторы и другое оборудование располагаются непосредственно на открытом воздухе (на огороженном участке земли). В закрытом исполнении все оборудование располагается в специально построенном для этого помещении. Иногда оно может быть частью здания цеха или другого заводского строения. В состав трансформаторной подстанции входят силовой трансформатор и распределительные устройства.

Силовой трансформатор чаще всего выполняется либо с естественным масляным охлаждением, либо с сухим естественным воздушным охлаждением. Типичный вид масляного силового трансформатора приведен на рис. 12.5.

Обмотки трансформатора помещаются в бак с маслом. Нагреваясь, масло циркулирует внутри бака и, омывая обмотки, отбирает от них теплоту и обеспечивает охлаждение. Масло также проходит по трубчатому радиатору, установленному на боковых сторонах бака, где отдает накопленную теплоту окружающему воздуху. В верхней части корпуса бака трансформатора помещается расширительный бачок для устранения возможных последствий увеличения объема масла с ростом температуры. В верхней части бака находится заливное отверстие для масла. Трансформатор снабжается термометром для контроля температуры масла. Изменение выходного напряжения осуществляется

путем изменения коэффициента трансформации. Для этого предусмотрено переключение числа витков одной из обмоток, обычно высокого напряжения, с помощью специальных ответвлений. Переключение осуществляется либо вручную специальными переключателями, либо автоматически с помощью специального безразрывного переключателя, позволяющего изменять число витков у трансформатора под нагрузкой, т.е. не отклю-

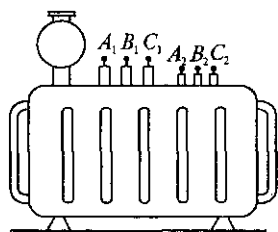


Рис. 12.5. Силовой масляный трансформатор

чая его от сети. Автоматический переключатель состоит из автоматического регулятора напряжения, безразрывного переключателя числа витков обмотки высокого напряжения, моторного привода и указателя положения регулятора. Диапазон регулирования обычно $\pm 10\%$.

В сухих трансформаторах с естественным охлаждением теплота от обмоток отдается окружающему воздуху. Для улучшения теплоотдачи витки таких трансформаторов наматываются с большими воздушными промежутками.

Масляные трансформаторы могут выдерживать перегрузки гораздо большее время и большего уровня, чем сухие, поэтому они применяются чаще. В то же время сухие трансформаторы практически не требуют обслуживания и используются в тех трансформаторных подстанциях, где доступ обслуживающего персонала затруднен или полностью исключен.

На рис. 12.6 приведена типичная схема местной понижающей подстанции 6/0,4 кВ. Две кабельные линии подводят независимые друг от друга напряжения 6 кВ.

Секции шин двух напряжений отделены одна от другой секционными разъединителями 4. Каждый из двух трансформаторов получает энергию от одной из линий электропередачи. Подключение трансформаторов и линий к шинам на напряжение 6 кВ производится с помощью разъединителя 3. Вентильные разрядники 5 подключаются к шинам с помощью разъединителей 2. Они предназначены для защиты от атмосферных перенапряжений. Для обеспечения безопасной работы персонала служат разъединители 1, которые соединяют шины с землей. При отказе одной из двух линий напряжением 6 кВ необходимо

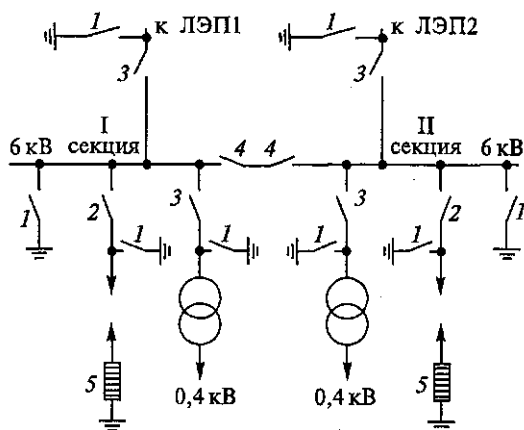


Рис. 12.6. Понижающая трансформаторная подстанция 6/0,4 кВ:

1...4 — разъединители; 5 — вентильные разрядники

разъединителем 3 отключить шину от неисправной линии и с помощью секционных разъединителей 4 подключиться к исправной линии.

12.4. Автоматизация систем электроснабжения

В процессе эксплуатации электрических сетей возможны различные повреждения и нарушения работы электроустановок, входящих в состав сети. Повреждения чаще всего связаны с короткими замыканиями, замыканиями на землю или с обрывом провода. Нарушения нормальной работы могут быть вызваны перегрузкой, т.е. существенным повышением силы тока в нагрузке.

В результате повреждения режим работы электрической сети нарушается. Такой режим называется аварийным, если он может привести к травмам обслуживающего персонала или повреждению оборудования. При возникновении аварийного режима необходимо экстренно отключить поврежденную электроустановку или участок электрической сети, на котором произошло повреждение.

Электрические процессы при возникновении аварийной ситуации протекают обычно так быстро, что обслуживающий персонал порой не успевает произвести своевременное отключение поврежденных участков. Не всегда удается своевременно определить характер повреждений и принять правильное решение. Примером такой ситуации может служить чернобыльская трагедия, когда высококвалифицированный персонал, отключив автоматику, не смог оценить возникающую аварийную обстановку и предотвратить разрушение атомного реактора.

Для быстрого отключения аварийных участков и принятия других мер, способных восстановить нормальное снабжение электрической энергией потребителей, необходимо более широко использовать средства автоматики. Совокупность средств автоматики, на которые возлагаются контроль и управление аварийными и ненормальными режимами работы систем электрического снабжения, получила название *системной автоматики*. Основными задачами, которые решает системная автоматика, являются:

предотвращение аварийных ситуаций, а при их возникновении — выполнение необходимых переключений в электрической сети для минимизации урона;

восстановление подачи электроэнергии потребителям, которая была прекращена в связи с аварийной обстановкой;

возвращение системы в нормальный режим работы;

устранение причины перегрузки систем электроснабжения.

Основными устройствами, обеспечивающими выполнение этих задач, являются:

- релейная защита;
- устройства резервирования отказов выключателей;
- устройство автоматического включения резервного питания;
- устройство автоматического повторного включения;
- устройство автоматического отключения приемников электрической энергии.

Для решения указанных задач в системной автоматике используются различные типы электрических реле, в частности, в релейной защите электрических установок, которая реагирует на увеличение тока в защищаемой цепи сверх установленного верхнего предела. Она отключает подачу электроэнергии потребителю, если потребляемый им ток станет больше определенного уровня. Так как ток, контролируемый защитой, может быть очень большим и достигать тысяч ампер, в качестве чувствительного органа используют измерительный трансформатор тока, к выходу которого подключают электромагнитное реле максимального тока. В блоке защиты также устанавливается реле времени, которое задерживает отключение потребителя энергии от электроснабжения с некоторой задержкой времени. Задержка времени может быть различной в зависимости от удаления от генератора (электростанции), поставляющего электроэнергию, и устанавливается в блоке защиты. Чем дальше от генератора находится блок защиты, тем меньше задержка времени. Это сделано для того, чтобы при коротких замыканиях в наиболее удаленных от генератора частях электрической цепи происходило отключение только этого участка.

Устройство автоматического включения резервного питания предназначено для обеспечения питания электроэнергией наиболее ответственных потребителей в случае перерыва в подаче электроэнергии по основному кабелю (например, вызванным действием релейной защиты). Оно также имеет реле времени с выдержкой от 0,1 до 10 с, которое необходимо для возможной ликвидации аварийных режимов и быстрого восстановления электропитания по основному каналу.

Устройство автоматического повторного включения (АПВ) предназначено для восстановления нормальной схемы электроснабжения после срабатывания релейной защиты путем включения всех отключенных ею выключателей.

Работа АПВ эффективна потому, что достаточно часто происходит самоустранение причин, вызвавших срабатывание релейной защиты. Время задержки повторного включения питания обычно находится в пределах от 0,4 до 0,8 с (для некоторых сетей до 3 с). Если причина срабатывания релейной защиты не устранена, она снова отключает потребителей, а АПВ блокируется и повторно не включает питание.

Устройство автоматического отключения приемников электрической энергии предназначено для предотвращения перегрузки систем электроснабжения путем отключения неответственных потребителей третьей категории. Этим обеспечивается устранение дефицита мощности.

В различных частях систем электроснабжения предусмотрены и другие виды защит. Так, в трансформаторных подстанциях широко применяются система защиты трансформатора от перегрузки и газовая защита, отключающие трансформатор при его перегреве и образовании в его корпусе газовой среды.

В системах автоматической защиты предусмотрена подача сигналов о ее состоянии, чтобы обслуживающий персонал имел наглядное представление о всех действиях в электросети, которые произвели автоматические устройства. Чаще всего это осуществляется путем включения соответствующих световых сигналов.

12.5. Снижение потерь мощности при передаче электроэнергии

Электроэнергетические системы обладают важной особенностью, которая заключается в том, что энергия передается от источников к потребителям практически мгновенно. Энергию нельзя запастись и накапливать. Процесс выработки электроэнергии и ее потребление происходят одновременно.

В любой момент времени в условиях установившегося режима электрической системы генераторы электрических станций должны выработать мощность, равную мощности потребителей, и в то же время покрывать потери в сети, связанные с передачей электроэнергии. Иначе говоря, в сети должен соблюдаться баланс вырабатываемой и потребляемой мощностей.

Важной задачей при создании электрических сетей и при их эксплуатации является снижение суммарных потерь активной мощности, что повышает КПД системы электроснабжения. Активная мощность потерь в линиях передачи связана с их активным сопротивлением $R_{\text{лин}}$:

$$\Delta P_{\text{лин}} = R_{\text{лин}} I^2,$$

где I — ток в линии.

Следовательно, для уменьшения потерь в линии необходимо уменьшать активное сопротивление линии и силу тока в ней. Уменьшение активного сопротивления линии связано с материалом проводов и их сечением. Применение вместо алюминиевых проводов медных действительно уменьшит сопротивление линии при том же сечении. Но при этом возрастет стоимость линии, так как медный провод дороже провода из алюминия. Эко-

номические расчеты показывают, что суммарный эффект от применения медных проводов достигнут не будет, снижать потери придется за счет уменьшения силы тока. Так как активная мощность $P = UI \cos \varphi$, для передачи той же мощности необходимо уменьшить силу тока за счет повышения напряжения в линии. Именно этим объясняется использование таких больших напряжений в линиях электропередач, которые могут достигать до 1150 кВ. Однако дальнейшее повышение напряжения, как показывают исследования, нецелесообразно, поскольку это может привести к повышению стоимости самой линии и оборудования электрической сети. Кроме того, при более высоких напряжениях может появиться коронный разряд в проводах. Другим способом уменьшения силы тока в линии, как это следует из приведенной формулы для мощности, является повышение коэффициента мощности $\cos \varphi$ в нагрузке. Повышения коэффициента мощности чаще всего добиваются применением батарей конденсаторов БК, подключаемых к нагрузке. Снижение коэффициента мощности связано с наличием индуктивностей в приемниках электрической энергии — в первую очередь, различных трансформаторов и асинхронных двигателей привода практически всего станочного парка страны.

На рис. 12.7 приведена эквивалентная схема потребителя электроэнергии, которая содержит как активную составляющую R , так и реактивную — индуктивность L . На приведенной векторной диаграмме видно, что за счет индуктивного характера нагрузки ток в ней и равный ему ток в линии отстает на некоторый угол φ_1 от напряжения в линии. После присоединения параллельно нагрузке компенсирующего конденсатора C через него пойдет ток i_C , опережающий напряжение в линии на 90° . Для определения силы тока в линии $i_{\text{лин}}$ при наличии компенсирующего конденсатора необходимо на векторной диаграмме геометрически сложить векторы тока в конденсаторе \vec{I}_C и тока в нагрузке $\vec{I}_{\text{нагр}}$. Результирующий ток $\vec{I}_{\text{лин}}$ в линии станет меньше первоначального за счет уменьшения сдвига по фазе φ_2 между ним и напряжением в линии. В результате при сохранении в нагрузке первоначального тока ток в линии

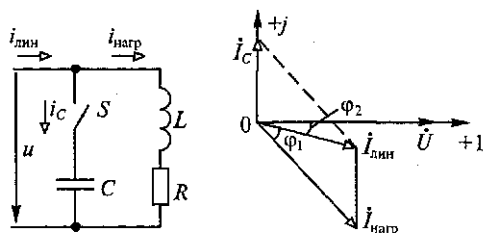


Рис. 12.7. Повышение коэффициента мощности подключением БК

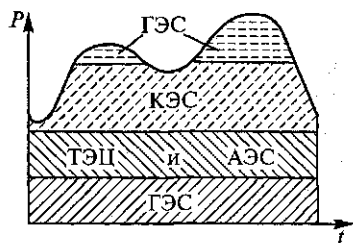


Рис. 12.8. График нагрузки энергосистемы

уменьшится, что снизит активные потери в ней. Вместо батарей конденсаторов в некоторых случаях для повышения коэффициента мощности используют синхронные компенсаторы. Как отмечалось ранее, они представляют собой синхронный электродвигатель, работающий в режиме холостого хода без нагрузки на валу. Изменением тока возбужде-

ния регулируется величина эквивалентной емкости компенсатора. В отличие от батарей конденсаторов синхронный компенсатор, как любая электрическая машина, требует определенного ухода и присмотра. Поэтому для повышения коэффициента мощности предпочтение чаще отдается батареям конденсаторов. Они устанавливаются не только непосредственно у потребителей электрической энергии, но и на трансформаторных подстанциях.

Потребление электрической мощности в течение суток имеет обычно два пика (рис 12.8): один приходится на дневные часы, когда начинают работать большинство заводов и фабрик, и второй — на вечерние часы при включении потребителями освещения и телевизионных приемников. Минимум потребляемой мощности приходится на ночные часы.

Через территорию России проходят многие часовые пояса, что позволяет осуществлять передачу электрической энергии от электростанций, находящихся в одном часовом поясе, где в данный момент минимум потребления, в другой, где имеется пик нагрузки. Обычно гидроэлектростанции (ГЭС), работающие без водохранилищ, тепловые электростанции (ТЭС) и атомные электростанции (АЭС) работают в постоянном режиме выработки мощности, а пики нагрузок обеспечиваются подключением ГЭС, работающих за счет водохранилищ, и конденсационных электростанций (КЭС).

12.6. Учет и контроль расхода электроэнергии и ее экономия

В условиях рыночной экономики на первый план выдвигается задача правильного учета вырабатываемой энергии на электростанциях и потребляемой энергии различными потребителями. Для измерения активной энергии, которая у потребителя превращается в другие виды энергии (механическую, тепловую, световую и т. д.), используются индукционные счетчики, конструкция и принцип действия которых были рассмотрены в гл. 5. При малых значениях потребляемой мощности электрический счетчик

непосредственно включается в подводящую цепь, а при больших используются трехфазные счетчики, которые подключаются к сети с помощью измерительных трансформаторов тока и напряжения. На заводах и других предприятиях, являющихся крупными потребителями электроэнергии, кроме активной энергии измеряют и реактивную энергию с помощью специального счетчика (обычно электроиндукционного типа). Так как формула для реактивной мощности отличается от формулы для активной мощности только тем, что в ней вместо $\cos \varphi$ используется $\sin \varphi$, т.е. $P = UI \cos \varphi$, $Q = UI \sin \varphi$, а $\sin \varphi = \cos(90^\circ - \varphi)$, в счетчике реактивной энергии предусматривается схема сдвига по фазе на 90° .

Измерение активной и реактивной энергии позволяет определить среднее значение коэффициента мощности $\lambda = \cos \varphi$, которое нормируется производителем электроэнергии. Если среднее значение коэффициента мощности будет меньше нормируемого значения, на потребителя может быть наложен штраф.

В целях сокращения расходов потребителя на оплату электрической энергии принимаются различные меры по ее экономии. Для этого на предприятиях необходимо поддерживать нормированное значение коэффициента мощности, рационально использовать оборудование, своевременно заменять его на более совершенное с меньшим потреблением энергии, широко использовать люминесцентное освещение вместо светильников с лампами накаливания и др. Для снижения пиков потребления мощности и выравнивания суточных графиков применяется смещение времени начала и конца работы смен, рассредоточение по времени обеденных перерывов.

В жилых помещениях снижения потребления электроэнергии можно достичь рациональным использованием освещения, эксплуатацией холодильников, стиральных машин и другой бытовой техники с более экономичными характеристиками. Во многих странах освещение лестничных клеток и подъездов осуществляется с помощью выключателей, установленных на каждом этаже, которые автоматически выключают освещение, после того как жилец дома дойдет до своей квартиры. В масштабе города или страны это дает существенную экономию электроэнергии. Даже такие простые операции, как утепление квартир в зимний период и герметизация окон, могут дать определенную экономию за счет отказа от использования электрических нагревательных приборов.

На электрическом транспорте (метро, электропоезда и т.п.) экономия электроэнергии достигается, в частности, за счет использования рекуперации, т.е. возвращения электрической энергии в сеть во время торможения, когда электродвигатель работает в режиме генератора.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Единицы основных величин в электротехнике и их обозначения

Величина		Единица	
наименование	обозначение	наименование	обозначение
Время	t	секунда	с
Емкость электрическая	C	фарад	Ф
Заряд магнитный	m	джоуль на ампер	Дж/А
Заряд электрический	q	кулон	Кл
Индуктивность	L	генри	Гн
Индуктивность взаимная	M	генри	Гн
Индукция магнитная	B	тесла	Тл
Коэффициент мощности	λ	—	—
Коэффициент мощности при синусоидальных напряжениях и токе	$\cos \varphi$	—	—
КПД	η	—	—
Коэффициент трансформации	K	—	—
Мощность, мощность активная	P	ватт	Вт
Мощность полная	S	вольт-ампер	В·А
Мощность реактивная	Q	вольт-ампер-реакт.	В·Ар
Намагниченность	M	ампер на метр	А/м
Напряжение электрическое	U	вольт	В
Напряженность магнитного поля	H	ампер на метр	А/м
Напряженность электрического поля	E	вольт на метр	В/м

Величина		Единица	
наименование	обозначение	наименование	обозначение
Период колебаний электрической или магнитной величины	T	секунда	с
Плотность тока	J	ампер на метр в квадрате	A/m^2
Постоянная времени электрической цепи	τ	секунда	с
Постоянная магнитная	μ_0	генри на метр	H/m
Постоянная электрическая	ϵ_0	фарад на метр	F/m
Потенциал электрический	ϕ	вольт	В
Поток магнитный	Φ	вебер	Вб
Потокоцепление	Ψ	вебер	Вб
Проводимость электрическая активная	g	сименс	См
Проводимость электрическая полная	Y	сименс	См
Проводимость реактивная	b	сименс	См
Проводимость электрическая удельная	γ	сименс на метр	$См/м$
Проницаемость диэлектрическая абсолютная	ϵ_a	фарад на метр	F/m
Проницаемость диэлектрическая относительная	ϵ_0	—	—
Проницаемость магнитная абсолютная	μ_a	генри на метр	H/m
Проницаемость магнитная относительная	μ_0	—	—
Разность электрических потенциалов	U	вольт	В
Сдвиг фаз между напряжением и током	ϕ	радиан	рад

Величина		Единица	
наименование	обозначение	наименование	обозначение
Сила магнитодвижущая вдоль замкнутого контура	F	ампер	А
Сила электродвижущая	E	вольт	В
Скольжение	s	—	—
Сопротивление магнитное	R_m	ампер на вебер	А/Вб
Сопротивление электрическое постоянному току	R	ом	Ом
Сопротивление электрическое активное	R	ом	Ом
Сопротивление электрическое полное	Z	ом	Ом
Сопротивление электрическое реактивное	x	ом	Ом
Сопротивление электрическое удельное	ρ	ом-метр	Ом·м
Ток	I	ампер	А
Частота вращения	Ω	секунда ⁻¹	1/с
Частота колебаний циклическая	f	герц	Гц
Частота колебаний угловая	ω	радиан на секунду	рад/с
Число витков	w	—	—
Число пар полюсов	p	—	—
Число фаз многофазной системы	m	—	—
Энергия электромагнитная	W	ватт-секунда	Вт·с

Основные математические понятия, применяемые в электротехнике

Ряды Фурье. На интервале разложения $-\pi < x < \pi$

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos kx + b_k \sin kx) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{m(k)} \sin(kx + \psi_{(k)}),$$

где

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos kx \, dx; \quad b_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin kx \, dx; \quad k = 0, 1, 2, \dots;$$

$$A_0 = \frac{a_0}{2}; \quad A_{m(k)} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \quad \psi_{(k)} = \arctg\left(\frac{a_k}{b_k}\right).$$

При расчете цепей несинусоидального тока тригонометрический ряд функции $f(x)$ заменяют тригонометрическим многочленом:

$$f_n(x) = A_0 + \sum_{k=1}^n A_{m(k)} \sin(kx + \psi_{(k)}),$$

где n — число гармоник многочлена f_n , которое определяется заданной точностью расчета цепи.

Пример. Функция $f(x)$, изображенная на рис. П.1, з, имеет тригонометрический ряд

$$f(x) = \frac{2}{1} \sin(x) + \frac{2}{2} \sin(2x + \pi) + \frac{2}{3} \sin(3x) + \frac{2}{4} \sin(4x + \pi) + \frac{2}{5} \sin(5x) + \dots$$

На рис. П.1, а, б, в изображены первая, вторая и третья гармоники тригонометрического ряда функции $f(x)$, а на рис. П.1, д, е — функции, определяющие тригонометрические многочлены $f_2(x)$, $f_3(x)$ соответственно.

Действительные и комплексные числа (формы записи и операции над комплексными числами). Любая бесконечная или конечная дробь называется вещественным (действительным) числом. Множество действительных чисел образует числовую (координатную) прямую (рис. П. 2, а). Точка 0, которой поставлено в соответствие число нуль, называется началом отсчета (координат).

Хотя множество действительных чисел несчетно, решение не всякого алгебраического уравнения может быть выражено действительным числом. Например, решение уравнения $x^2 + 1 = 0$, равное $\sqrt{-1}$, не является действительным числом. Число $\sqrt{-1}$, которое в математике обозначается символом i , а в электротехнике — j (буква i обозначает ток), называется *мнимой единицей*.

Множество мнимых чисел ja, jb, jc, \dots , где a, b, c, \dots — действительные числа, образует числовую прямую $0j$, которая располагается перпендикулярно к числовой прямой 01 действительных чисел a, b, c, \dots (рис. П.2, б). На самом деле так как $j^2 = jj = -1$, точки ja, jb, jc, \dots числовой прямой $0j$ должны быть равноудаленными от соответствующих то-

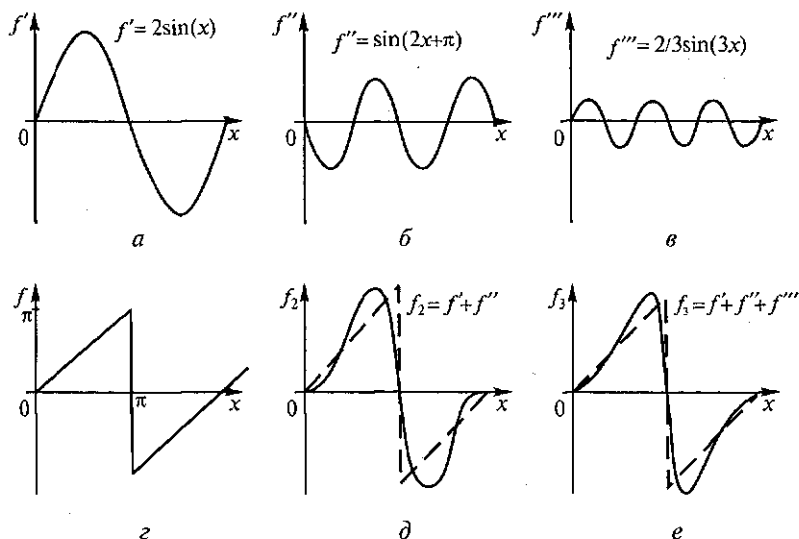


Рис. П. 1. Первая (а), вторая (б) и третья (в) гармоники ряда Фурье функции пилообразной формы (г) и ее тригонометрические многочлены (д, е)

чек a, b, c и $-a, -b, -c, \dots$ действительной числовой прямой 01 , включая и отрицательные числа, что возможно только в том случае, если числовая прямая $0j$ перпендикулярна к числовой прямой 01 .

Важную роль в теории комплексных чисел играет формула Эйлера:

$$e^{\pm j\varphi} = \cos \varphi \pm j \sin \varphi.$$

На основании этой формулы

$$e^{\pm j90} = \pm j; \quad e^{\pm j180} = -1.$$

Следовательно, привязав числовые прямые 01 и $0j$ к соответствующим осям ox и oy декартовой системы координат, находим, что числовая прямая $0j$ положительных мнимых чисел получается путем поворота числовой прямой 01 положительных действительных чисел на угол 90° против направления движения часовой стрелки.

Введем плоскость, проходящую через числовые прямые 01 и $0j$, которую назовем *комплексной плоскостью* $10j$. Согласно формуле Эйлера, любая точка комплексной плоскости, например, точка \underline{A} (рис. П. 2, в), является точкой, на которую указывает вектор длиной A , исходящий из начала координат под углом φ . На самом деле числа $A \cos \varphi$ и $jA \sin \varphi$, входящие в формулу Эйлера, могут быть представлены проекциями вектора A на соответствующие оси 01 и $0j$ комплексной плоскости $10j$ (рис. П. 2, в).

Различают алгебраическую и показательную формы записи комплексных чисел. Например, для комплексного числа \underline{A} (рис. П. 2, в) эти формы записи имеют следующий вид:

алгебраическая форма записи $\underline{A} = A' + jA''$;

показательная форма записи $\underline{A} = Ae^{j\alpha} = |A|e^{j\alpha}$;

формулы перехода от алгебраической формы к показательной

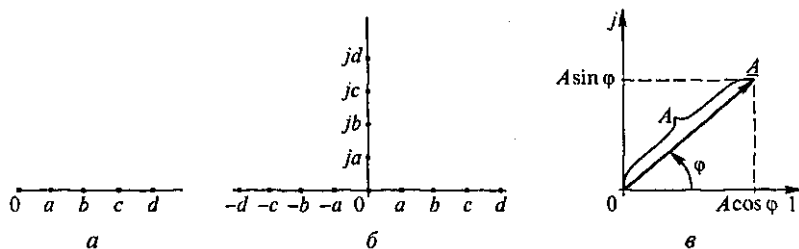


Рис. П. 2. Числовая прямая действительных чисел (а), расположение числовых прямых действительных и мнимых чисел (б), точка плоскости как комплексное число (в)

$$A = \sqrt{(A')^2 + (A'')^2}; \quad \alpha = \arctg(A''/A');$$

формулы перехода от показательной формы записи к алгебраической:

$$A' = A \cos \alpha; \quad A'' = A \sin \alpha;$$

сложение и вычитание комплексных чисел:

$$\underline{A}_1 = A'_1 + jA''_1; \quad \underline{A}_2 = A'_2 + jA''_2;$$

$$\underline{A}_1 \pm \underline{A}_2 = (A'_1 \pm A'_2) + j(A''_1 \pm A''_2);$$

умножение и деление комплексных чисел:

$$\underline{A}_1 = A_1 e^{j\alpha_1}; \quad \underline{A}_2 = A_2 e^{j\alpha_2};$$

$$\underline{A}_1 \underline{A}_2 = A_1 A_2 e^{j(\alpha_1 + \alpha_2)}; \quad \underline{A}_1 / \underline{A}_2 = (\underline{A}_1 / \underline{A}_2) e^{j(\alpha_1 - \alpha_2)}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Евсеев Ю. А., Дерменжи П. Г.* Силовые полупроводниковые приборы: Учеб. для техникумов. — М.: Энергоиздат, 1981.
2. *Морозов А. Г.* Электротехника, электроника и импульсная техника: Учеб. пособие для инженерно-экон. спец. вузов. — М.: Высш. шк., 1987.
3. *Руденко В. С., Сенько В. И., Трифонюк В. В.* Основы промышленной электроники. — Киев: Выща шк., 1985.
4. Справочник по электроснабжению: В 2 т. / Под. ред. А. А. Федорова. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
5. Справочное пособие по электротехнике и основам электроники: Учеб. пособие для неэлектротех. спец. вузов / П. В. Ермурацкий, А. А. Косякин, В. С. Листвин и др.; Под ред. А. В. Нетушила. — М.: Высш. шк., 1986.
6. *Фремке А. В.* Электрические измерения. — М.: Энергия, 1996.
7. Электрические и электронные аппараты / Ю. К. Розанов, Е. Г. Акимов, Н. А. Ведешенков и др.; Под ред. Ю. К. Розанова. — М.: Энергоатомиздат, 1998.
8. Электротехника и электроника: Учеб. для вузов: В 3 кн. / Под ред. В. Г. Герасимова. — М.: Энергоатомиздат, 1996–1998.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава 1. Электрические цепи постоянного тока	
электрического поля	5
1.1. Электромагнитное поле	5
1.2. Электрические цепи постоянного тока	7
1.2.1. Основные понятия электрических цепей. Закон Ома	7
1.2.2. Эквивалентные преобразования пассивных участков	
электрической цепи	11
1.2.3. Работа и мощность электрического тока	12
1.2.4. Режимы работы электрической цепи	13
1.2.5. Энергетические соотношения в цепях постоянного тока	14
1.3. Законы Кирхгофа. Расчет сложных электрических цепей	15
1.3.1. Законы Кирхгофа	15
1.3.2. Расчет электрических цепей постоянного тока	17
1.4. Нелинейные электрические цепи постоянного тока	19
1.4.1. Общие положения	19
1.4.2. Расчет нелинейных цепей постоянного тока	20
Глава 2. Электромагнетизм и электромагнитная индукция	22
2.1. Магнитные цепи.	22
2.1.1. Общие сведения о магнитном поле	22
2.1.2. Магнитные свойства ферромагнитных материалов	23
2.1.3. Расчет магнитной цепи	25
2.1.4. Аналогия магнитных и электрических цепей	27
2.1.5. Электромагниты	28
2.2. Электромагнитная индукция	29
2.2.1. Закон электромагнитной индукции	29
2.2.2. Индуктивность и взаимная индуктивность	30
Глава 3. Электрические цепи переменного тока	31
3.1. Однофазные электрические цепи синусоидального тока	31
3.1.1. Основные понятия и определения	31
3.1.2. Интегральные оценки синусоидальных величин	33
3.1.3. Мощности в цепи синусоидального тока.	
Коэффициент мощности	36
3.1.4. Элементы и параметры цепи переменного тока	38
3.1.5. Расчет цепей переменного тока	42
3.1.6. Резонансные явления в цепях переменного тока	50
3.1.7. Электрические цепи переменного тока	
с магнитосвязанными элементами	56
3.2. Несинусоидальные токи	60
3.2.1. Основные понятия и определения	60
3.2.2. Ряды Фурье	61
3.2.3. Действующие значения несинусоидальных	
электрических величин	62

3.2.4. Расчет цепи несинусоидального тока	63
3.2.5. Электрические фильтры	63
3.3. Электрические цепи переменного тока с нелинейными элементами	65
3.3.1. Основные понятия и определения	65
3.3.2. Индуктивная катушка с ферромагнитным сердечником в цепи переменного тока	66
3.4. Трехфазные электрические цепи	70
3.4.1. Основные понятия и определения	70
3.4.2. Способы соединения трехфазного генератора и приемника электрической энергии	72
3.4.3. Расчет трехфазной цепи	77
3.4.4. Мощности в трехфазной цепи	78
Глава 4. Переходные процессы в линейных электрических цепях	81
4.1. Общие сведения о переходных процессах	81
4.2. Переходные процессы в цепи с источником постоянного напряжения с индуктивной катушкой и резистором	82
4.3. Переходные процессы в цепи с источником постоянного напряжения с емкостью и резистором	85
4.4. Особенности переходных процессов при переменных токах	88
Глава 5. Электрические измерения и электроизмерительные приборы	89
5.1. Виды и методы электрических измерений	89
5.1.1. Основные понятия метрологии	89
5.1.2. Классификация погрешностей. Класс точности измерительных приборов	91
5.1.3. Классификация электроизмерительных приборов	92
5.2. Измерения в цепях постоянного и переменного тока низкой частоты	95
5.2.1. Измерение тока	95
5.2.2. Измерение напряжения	96
5.2.3. Измерение мощности	97
5.2.4. Учет производства и потребления электрической энергии.	100
5.2.5. Измерение параметров электрических цепей	102
5.2.6. Использование цифровых приборов для измерения различных величин	107
5.3. Методы и средства измерения магнитных величин	109
5.3.1. Измерение неэлектрических величин	109
5.3.2. Первичные преобразователи	110
5.3.3. Электрические измерительные цепи	111
5.3.4. Измерение магнитных величин	111
Глава 6. Трансформаторы	114
6.1. Назначение, устройство, основные параметры и принцип действия трансформатора	114

6.1.1. Назначение и устройство трансформатора	114
6.1.2. Принцип действия трансформатора	114
6.1.3. Уравнения и схемы замещения трансформатора	118
6.1.4. Экспериментальное определение параметров схемы замещения трансформатора	120
6.1.5. Нагрузочный режим, КПД трансформатора	122
6.2. Трехфазные трансформаторы. Трансформаторы специального назначения. Автотрансформаторы	124
6.2.1. Трехфазные трансформаторы	124
6.2.2. Сварочный трансформатор	126
6.2.3. Пик-трансформатор	126
6.2.4. Автотрансформатор	128
Глава 7. Полупроводниковые приборы	129
7.1. Физические основы работы полупроводниковых приборов	129
7.2. Полупроводниковые приборы	136
7.2.1. Полупроводниковые диоды	136
7.2.2. Транзисторы	140
7.2.3. Тиристоры	148
7.3. Интегральные микросхемы	152
7.3.1. Классификация, технология изготовления и конструкция интегральных микросхем	152
7.3.2. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы и их элементы	155
Глава 8. Электронные устройства	160
8.1. Приборы и устройства индикации	160
8.2. Выпрямители и стабилизаторы	163
8.2.1. Выпрямители	163
8.2.2. Стабилизаторы	172
8.3. Усилители	178
8.3.1. Общие сведения об усилителях	178
8.3.2. Основные параметры и показатели усилителей	180
8.3.3. Принцип построения и режимы работы усилителя переменного напряжения	183
8.3.4. Усилители постоянного тока	191
8.4. Электронные генераторы	196
Глава 9. Измерения в цепях переменного тока высокой частоты	202
9.1. Особенности измерений в цепях переменного тока высокой частоты	202
9.2. Измерительные генераторы сигналов	203
9.3. Электронные осциллографы	208
9.4. Измерение частоты	212
9.5. Измерение сдвига фаз в цепях переменного тока высокой частоты	215
9.6. Измерение индуктивности и емкости в цепях переменного тока высокой частоты	218

9.7. Измерения в цепях с распределенными параметрами	219
Глава 10. Электрические машины	222
10.1. Общая теория электрических машин	222
10.1.1. Назначение и классификация электрических машин	222
10.1.2. Преобразование энергии в электрических машинах	223
10.1.3. Принцип действия и устройство коллекторных машин постоянного тока	226
10.1.4. Принцип действия и устройство электрических машин переменного тока	228
10.2. Генераторы постоянного и переменного тока	237
10.2.1. Генераторы постоянного тока	237
10.2.2. Синхронные генераторы	240
10.3. Двигатели постоянного и переменного тока	245
10.3.1. Общая характеристика электрических двигателей	245
10.3.2. Двигатели постоянного тока	247
10.3.3. Асинхронные двигатели	255
10.3.4. Синхронные двигатели	260
10.4. Электрические машины малой мощности	263
10.4.1. Однофазные асинхронные двигатели	263
10.4.2. Синхронные микродвигатели	267
10.4.3. Машины постоянного тока малой мощности	270
10.5. Основы электропривода	271
10.5.1. Общие сведения	271
10.5.2. Выбор электродвигателя электропривода	272
Глава 11. Электрические и магнитные элементы автоматики	279
11.1. Назначение и классификация электрических и магнитных элементов автоматики	279
11.2. Типовые элементы систем автоматики	284
Глава 12. Передача и распределение электрической энергии	296
12.1. Классификация, назначение и схемы сетей электроснабжения	296
12.2. Воздушные и кабельные линии электропередач	298
12.3. Трансформаторные подстанции	301
12.4. Автоматизация систем электроснабжения	304
12.5. Снижение потерь мощности при передаче электроэнергии	306
12.6. Учет и контроль расхода электроэнергии и ее экономия	308
Приложения	310
Список литературы	316