

А.Г. Морозов

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭЛЕКТРОНИКА И ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебника для студентов
вузов инженерно-экономических
специальностей



Москва
«Высшая школа»
1987

ББК 31.2
М80
УДК 621.3

Рецензенты:

кафедра электроники Московского института управления им. С. Орджоникидзе (зав. кафедрой — проф. Н. Н. Седов); кафедра энергетики Ленинградского инженерно-экономического института им. Пальмиро Тольятти (зав. кафедрой — проф. В. Т. Мелехин)

Морозов А. Г.

М80 Электротехника, электроника и импульсная техника:
Учеб. пособие для инженерно-эконом. спец. вузов. — М.:
Высш. шк., 1987. — 448 с.: ил.

Книга состоит из шести разделов, посвященных вопросам теории электрических и магнитных цепей, трансформаторов и электрических машин, электрических измерений, основ электроники и импульсной техники.

М $\frac{2302010000-051}{001(01)-86}$ 122-87

ББК 31.2

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящее учебное пособие предназначено для инженерно-экономических и других вузов, готовящих инженеров-экономистов по специальностям «Механизированная обработка экономической информации», «Автоматизированные системы управления» и т. д.

Курс «Электротехника, электроника и импульсная техника» является базовым для изучения последующих курсов и, в частности, таких, как «Электронные вычислительные машины».

В книге значительное место уделено описанию сущности физических процессов в аппаратах, электрических машинах, приборах и различных электронных устройствах.

Поскольку в современной вычислительной технике электровакуумные приборы находят весьма ограниченное применение и почти полностью вытеснены полупроводниковыми приборами и интегральными микросхемами, в разделах IV и V пособия внимание уделено только полупроводниковым приборам и схемам на их основе.

Автор считает своим приятным долгом выразить глубокую благодарность и искреннюю признательность за помощь, оказанную при написании разделов V и VI книги, доценту Московского экономико-статистического института канд. техн. наук Г. В. Галкиной, рецензентам книги — сотрудникам кафедры электроники Московского института управления, руководимой проф. Н. Н. Седовым, и кафедры энергетики Ленинградского инженерно-экономического института, руководимой проф. В. Т. Мелехиным, доцентам этой кафедры А. А. Пиковскому и В. В. Шленову, а также доценту Московского электротехнического института связи П. А. Попову за высказанные замечания и советы.

Автор

Научно-технический прогресс происходит при все более широком применении электрической энергии. В наше время нет ни одной отрасли народного хозяйства, ни одной научно-исследовательской работы, где бы она так или иначе не использовалась. Применение электроэнергии стало возможным с появлением *электротехники* — науки о практическом применении электрических и магнитных явлений природы и законов, их описывающих.

Начала электротехники заложили ученые XVIII и XIX столетий, когда был сделан ряд важных открытий в области изучения электромагнетизма и изобретений, связанных с его применением.

Во второй половине XVIII в. были проведены замечательные работы в области изучения электрических явлений академиками Петербургской Академии наук М. В. Ломоносовым, Г. В. Рихманом и Т. У. Эпинусом. Г. В. Рихман начал работу по изучению электрических явлений в 1744 г., стремясь получить возможность количественно измерять электричество. Для этого им был построен прибор, явившийся первым в мировой практике электрометром.

Одним из пионеров идеи о существовании связи между электрическими и магнитными явлениями был русский академик Т. У. Эпинус.

Серия важнейших работ появилась начиная с 1820 г., после открытия датским ученым Х. К. Эрстедом влияния электрического тока на магнитную стрелку. Он установил, что ток, проходя по проводнику, оказывает механические воздействия на находящуюся вблизи его магнитную стрелку, стремясь повернуть ее перпендикулярно проводнику. Таким образом впервые был установлен факт существования магнитного поля вокруг проводника с током.

Французский ученый Д. Ф. Араго с помощью создаваемого электрическим током магнитного поля намагнитил кусок стали, создав первый электромагнит со стальным сердечником (1824). Его соотечественник А. М. Ампер открыл явление механического взаимодействия токов и установил закон этого взаимодействия, положив таким образом начало электродинамике (1826).

В 1821 г. английский ученый М. Фарадей показал, что проводник с током вращается вокруг магнитного полюса. Это в дальнейшем было использовано изобретателями электродвигателей. В 1821 г. Т. И. Зеебеком было открыто явление термоэлектричества, позволившее непосредственно превращать тепловую энергию в электрическую.

В 1827 г. немецким ученым Г. С. Омом было найдено соотношение между силой тока, электродвижущей силой источника энергии и сопротивлением проводника, по которому проходит ток, т. е. был открыт закон *Ома*. Последовавшее затем установление правил Кирхгофа для

разветвленных цепей позволило облегчить расчеты сложных электрических цепей и понимание процессов, протекающих в них.

Теоретическим фундаментом для развития электротехники послужили открытие Фарадеем закона электромагнитной индукции (1831) и работы Дж. К. Максвелла и Э. Х. Ленца. На основании теоретических и экспериментальных исследований этих ученых уже в XIX в. появились первые образцы электрических машин, трансформаторов, электрических ламп. Особенно большие заслуги в этой области принадлежат русским ученым и изобретателям.

В 1833 г. академиком Петербургской Академии наук Э. Х. Ленцем было установлено правило, названное его именем; затем экспериментально обоснован закон Джоуля — Ленца (1842). Им же совместно с академиком Б. С. Якоби были разработаны методы расчетов электромагнитов и открыта обратимость электрических машин. Б. С. Якоби построил первый в мире электродвигатель (1834—1838), он же является создателем гальванопластики (1838), изобретателем первого буквопечатающего телеграфного аппарата (1850). В 1802 г. русским ученым В. В. Петровым была открыта электрическая дуга. Первое ее практическое применение для освещения было осуществлено П. Н. Яблочковым с помощью изобретенной им электрической «свечи» (1875). Затем электрическую дугу использовали для сварки и резания металлов, что было сделано также русскими изобретателями Н. Н. Бенардосом и Н. Г. Славяновым. П. Н. Яблочков предложил оригинальные конструкции машин постоянного и переменного токов.

Создателем техники трехфазного тока является русский ученый М. О. Доливо-Добровольский. Им создан первый асинхронный двигатель с ротором типа «беличье колесо» (1889), первый трехфазный генератор переменного тока (1888). В 1891 г. на Всемирной электротехнической выставке во Франкфурте-на-Майне М. О. Доливо-Добровольский демонстрировал первую в мире систему электропередачи трехфазного тока на расстояние около 170 км. Им же были разработаны все элементы трехфазных цепей переменного тока, трансформаторы трехфазного тока, пусковые реостаты, измерительные приборы.

Первую в мире лампу накаливания (1872) изобрел А. Н. Лодыгин.

Советский ученый С. Н. Вавилов разработал теорию, связанную с явлением люминесценции, и под его руководством была разработана технология производства ламп «дневного» света. Работы А. Н. Лодыгина, А. Г. Столетова, Т. А. Эдисона, Дж. А. Флеминга и других исследователей привели к созданию в 1904 г. двухэлектродной лампы — диода. Первые радиолампы в России были изготовлены Н. Д. Папалекси, а первые электровакуумные приемно-усилительные лампы — М. А. Бонч-Бруевичем.

Большой вклад в полупроводниковую технику внесли ученые советской школы академика А. Ф. Иоффе, кристаллический (полупроводниковый) усилитель и генератор были созданы О. В. Лосевым.

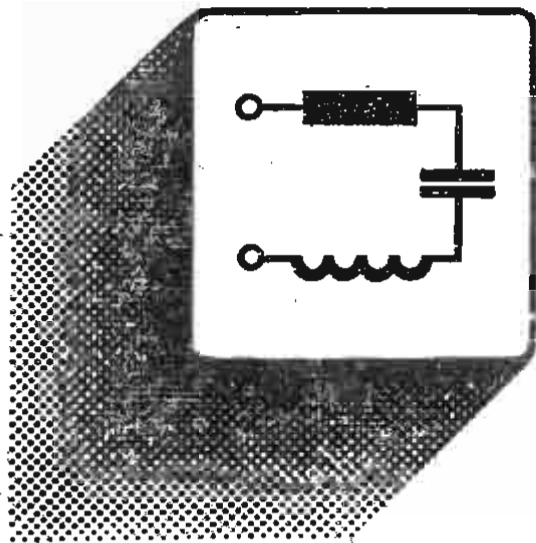
Бурное развитие радиотехники (особенно радиолокации) в период второй мировой войны дало новый толчок исследованиям в области полупроводников. Новым этапом в развитии элементной базы электроники было изобретение американских ученых Бардина и Браттейна —

германиевый точечный транзистор (позднее были разработаны кремниевый точечный транзистор, плоскостные транзисторы и другие полупроводниковые приборы). По сравнению с лампами транзисторы той же мощности имеют значительно меньшие размеры, практически неограниченный срок работы, высокую механическую прочность, невысокое питающее напряжение и другие преимущества.

Следующий этап повышения технического уровня развития элементной базы электронной аппаратуры обусловлен переходом на интегральные микросхемы (ИМС). Интегральная технология оказала глубокое влияние на все этапы разработки, изготовления и эксплуатации современной электронной аппаратуры. Электроника стала основой электронно-вычислительной техники, автоматических систем других устройств. В СССР первую электронную ЦВМ (цифровую вычислительную машину), разработанную под руководством академика С. А. Лебедева, построили в 1950 г.

ЭВМ помогает людям в решении многих современных научно-технических проблем повышения производительности труда, улучшения качества продукции. Именно поэтому в Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1986—1990 годы и на период до 2000 года ставится задача ускоренно развивать выпуск средств автоматизации управленческого и инженерного труда, малых электронно-вычислительных машин высокой производительности, персональных ЭВМ и т. д.

Итак, электротехника и электроника заняли важнейшее место в жизни современного общества, так как в промышленности, транспорте, сельском хозяйстве, быту, медицине, культуре они способствуют кардинальному изменению экономических и социальных условий жизни человека.



Раздел 1

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Глава 1

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 1.1. Общие сведения об электрических цепях и их элементах

Как известно, направленное движение носителей электрических зарядов называется электрическим током. Для получения направленного непрерывного движения носителей электрических зарядов необходимо создать замкнутый электрический контур, состоящий из источника и приемников электрической энергии, соединенных с помощью проводников. Такой замкнутый электрический контур называют *электрической цепью*, если процессы, протекающие в приемниках электрической энергии, могут быть описаны с помощью понятий об электродвижущей силе (э. д. с.), силе тока и напряжении. Таким образом, электрическая цепь представляет собой совокупность устройств, обеспечивающих генерирование, передачу и использование электрической энергии. Отдельные устройства, составляющие электрическую цепь, называют *элементами электрической цепи*. Элементы электрической цепи, генерирующие электрическую энергию, называют *источниками электрической энергии* (или источниками энергии, источниками питания, просто источниками), а элементы, потребляющие электроэнергию, — *приемниками электрической энергии* (или приемниками, потребителями). С помощью источников различные виды энергии преобразуются в электрическую энергию. Например, в машинных генераторах в электрическую энергию преобразуют механическую энергию, в гальванических элементах и аккумуляторах — химическую энергию, в термогенераторах — тепловую энергию, в фотоэлементах — энергию излучения и т. д. Приемники, наоборот, преобразуют электрическую энергию в другие виды энергии, а именно: электродвигатели — в механическую, электронагревательные устройства — в тепловую, лампы накаливания — в световую, аккумуляторы — в химическую и т. д.

Наряду с источниками и приемниками и соединительными проводниками в реальных электрических цепях содержится ряд вспомогательных элементов: коммутационная аппаратура, служащая для включения и отключения отдельных участков цепи, электроизмерительные приборы, защитные устройства, а также преобразующие устройства в виде трансформаторов, выпрямителей и инверторов, которые позволяют рационально передавать электроэнергию на дальние расстояния и распределять ее между потребителями. Свойства каждого элемента электрической цепи характеризуются *параметрами*. Свойство элемента поглощать энергию из электрической цепи и преобразовывать ее в другие виды энергии (тепловую, световую) характеризует параметр *сопротивление* r . Свойство элемента, состоящее в возникновении собственного магнитного поля при прохождении через элемент электрического тока, характеризует параметр *индуктивность* L . Свойство элемента накапливать заряды характеризует параметр *емкость* C . Реальные элементы цепи в общем случае обладают всеми тремя параметрами: r , L , C . В некоторых случаях каким-либо параметром элемента можно пренебречь. Так, катушку индуктивности на схеме замещения можно представить в виде элемента, обладающего индуктивностью L (пренебрегается емкостью C и сопротивлением r). Элементы цепи, характеризующиеся только одним параметром, называют *идеальными*.

Следует помнить, что распределенные параметры на схемах изображают в виде сосредоточенных сопротивлений, индуктивностей, емкостей. Электрические цепи могут быть неразветвленными или разветвленными, с одним или несколькими источниками питания, линейными или нелинейными, постоянного или переменного тока.

Зависимости напряжения на сопротивлении от тока $U(I)$ или тока от напряжения $I(U)$ (рис. 1.1) получили название *вольт-амперных характеристик*. Если в приемнике отношение напряжения к току есть величина постоянная [$U(I) = r = \text{const}$], то приемник является линейным элементом и его вольт-амперная характеристика имеет вид прямой линии, проходящей через начало координат (на рис. 1.1 линия 2). Если же это отношение непостоянно, то приемник будет нелинейным элементом электрической цепи и его вольт-амперная характеристика непрямолинейна (на рис. 1.1 кривая 1).

Электрические цепи, которые состоят только из линейных элементов, называют *линейными*. Электрические цепи, в которые входит хотя бы один нелинейный элемент, называют *нелинейными*.

Важнейшей задачей анализа и расчета электрических цепей является определение (нахождение) токов, напряжений и мощностей отдельных ее участков. Часто возникает задача, когда для получения требуемого распределения токов, напряжений и мощностей нужно определить параметры цепи или ее отдельных элементов.

В электрических цепях постоянного тока получение, передача и преобразование электрической энергии в приемниках происходит при неизменных во времени токах и напряжениях, вследствие чего магнитные и электрические поля электроприемников также постоянны во времени. Следовательно, в цепях постоянного тока не возникают э. д. с. самоиндукции и токи смещения в диэлектриках, окружающих проводники.

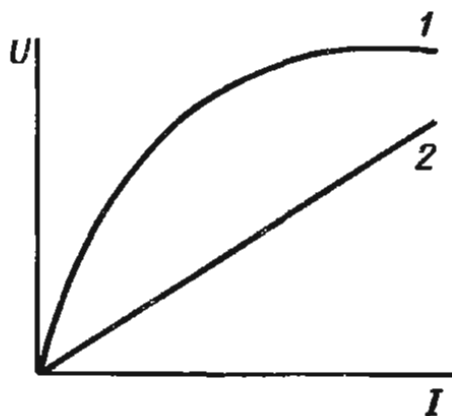


Рис. 1.1

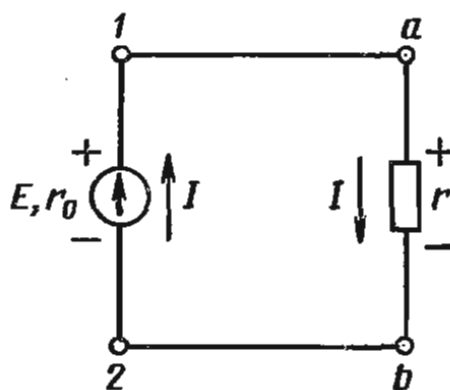


Рис. 1.2

Рассмотрим простейшую электрическую цепь (рис. 1.2), в которой сопротивлением проводов, соединяющих источник питания с приемником, можно пренебречь. Электрическое поле, возникающее в проводниках между зажимами источника, воздействует на свободные носители зарядов проводников и вызывает электрический ток в цепи. Перемещение носителей зарядов по электрической цепи требует затраты энергии на преодоление противодействия их движению со стороны проводников (элементов) цепи. Это противодействие — результат столкновений носителей электрических зарядов с атомами или молекулами при перемещении их по проводнику. Противодействие проводника направленному движению носителей электрических зарядов, т. е. электрическому току, характеризуется сопротивлением проводника r .

Для поддержания тока постоянным необходимо стационарное поле, энергия которого должна непрерывно восстанавливаться, что и осуществляется за счет источников электрической энергии. Одной из важнейших характеристик электрического поля является *потенциал* ϕ , численно равный работе A , которую совершают силы поля при переносе единичного положительного заряда q из данной точки поля в точку, потенциал которой равен нулю.

В рассматриваемой цепи на внешнем участке ab положительные заряды движутся в сторону убывания потенциала ϕ , а на участке $1-2$, т. е. в источниках, перенос положительных зарядов происходит в направлении возрастания потенциала, т. е. против электростатического поля. Перемещение носителей в источнике возможно только за счет сил неэлектростатического происхождения, называемых *сторонними*. Сторонние силы могут быть обусловлены химическими процессами в гальванических элементах и аккумуляторах, электрическими полями (неэлектростатическими), получаемыми в электромашинных генераторах, и т. д. Интенсивность сторонних сил характеризуется значением электродвижущей силы (э. д. с.) E .

Э. д. с. равна работе A сторонних сил, совершаемой при перемещении единичного положительного заряда q внутри источника от зажима с отрицательным потенциалом к зажиму с положительным потенциалом:

$$E = A/q.$$

(1.1)

Иначе, э. д. с. равна разности потенциалов или напряжению между положительным и отрицательным зажимами разомкнутого источника:

$$E = \varphi_1 - \varphi_2 = U_{12}. \quad (1.2)$$

Электрическое поле на внешнем участке цепи ab характеризуется напряжением или разностью потенциалов между этими точками:

$$U_{ab} = U = \varphi_a - \varphi_b = Ir.$$

Если электрическая цепь представляет собой замкнутый контур, то напряжение между точками 1 и 2 не равно э. д. с. из-за падения напряжения внутри источника $U_0 = Ir_0$, т. е. э. д. с. замкнутого контура равна сумме падений напряжения на его участках:

$$E = U_0 + U = I(r_0 + r). \quad (1.3)$$

Так как причиной возникновения напряжения и тока в электрической цепи является э. д. с. источника питания, то от характера изменения э. д. с. зависит и закономерность изменения тока и напряжения в электрической цепи. Например, в цепях постоянного тока э. д. с. источников неизменна, поэтому напряжения и токи в таких цепях также неизменны. Основной единицей э. д. с., напряжения и потенциала в Международной системе единиц (СИ) является *вольт* (В). Вольт есть напряжение между концами проводника, в котором при перемещении положительного заряда в 1 кулон (Кл) совершается работа в 1 джоуль (Дж). Используют также и производные единицы: микровольт — $1 \text{ мкВ} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ В}$; милливольт — $1 \text{ мВ} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ В}$; киловольт — $1 \text{ кВ} = 1 \cdot 10^3$; мегавольт — $1 \text{ МВ} = 1 \cdot 10^6 \text{ В}$.

За положительное направление э. д. с. принимают направление действия сторонних сил на положительный заряд, т. е. направление от зажима с меньшим потенциалом к зажиму с большим потенциалом. За положительное направление напряжения принимают направление в сторону понижения потенциала в электрической цепи, т. е. направление от точки с большим потенциалом к точке с меньшим потенциалом.

Важной характеристикой источника питания является *внешняя характеристика* $U(I)$ (рис. 1.3), представляющая собой зависимость напряжения на зажимах нагруженного источника питания от тока в электрической цепи. Напряжение на зажимах источника питания при увеличении тока сначала (участок cb) убывает по линейному закону: $U = E - U_0 = E - Ir_0$, затем при дальнейшем росте тока линейность нарушается и внешняя характеристика (участок ba) становится нелинейной. Нелинейность характеристики может быть обусловлена уменьшением э. д. с. источника или увеличением его внутреннего сопротивления или того и другого вместе взятых. При токе короткого замыкания напряжение становится равным нулю (точка a).

Мощность источника питания определяется формулой

$$P = EI. \quad (1.4)$$

Следует иметь в виду, что в зависимости от проводящей среды носителями зарядов могут быть движущиеся электроны (в металлах и полупроводниках) или положительные и отрицательные ионы (в электро-

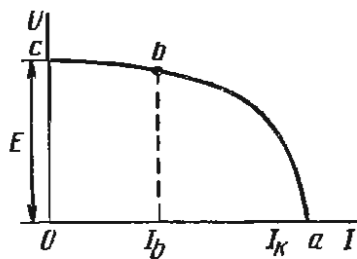


Рис. 1.3

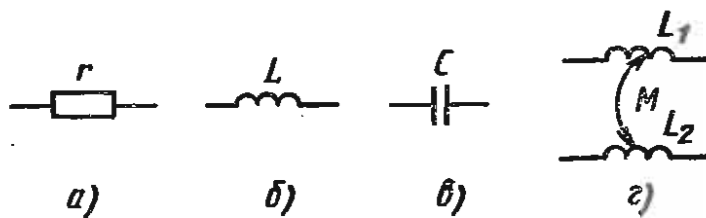


Рис. 1.4

литах). За положительное направление тока принимают направление движения положительных носителей зарядов, которые во внешней цепи перемещаются от положительного зажима источника питания к отрицательному (см. рис. 1.2, участок ab), т. е. во внешней цепи положительные направления тока и напряжения совпадают. На участке $1-2$ (см. рис. 1.2), содержащем источник питания, положительные носители зарядов под действием сил стороннего поля перемещаются от меньшего потенциала к большему: здесь положительное направление тока совпадает с положительным направлением э. д. с. и противоположно положительному направлению напряжения.

Электрический ток оценивается количеством носителей зарядов, проходящих в единицу времени через поперечное сечение проводника. Электрический ток, изменяющийся во времени, называется *переменным*. Значение переменного тока для заданного момента времени называют *мгновенным* значением тока и обозначают i . Переменный ток определяется как отношение количества электричества dq , протекающего через поперечное сечение проводника за время dt , к этому времени:

$$i = dq/dt. \quad (1.5)$$

Электрический ток, значение и направление которого не изменяются, называется *постоянным* и обозначается I . Постоянный ток определяется отношением

$$I = q/t. \quad (1.6)$$

Основными единицами заряда, тока и времени в Международной системе единиц (СИ) являются: кулон (Кл), ампер (А) и секунда (с). Для тока используют также производные единицы: миллиампер — $1 \text{ мА} = 10^{-3} \text{ А}$ и микроампер — $1 \text{ мкА} = 10^{-6} \text{ А}$. Свойства приемников характеризуют параметрами элементов электрической цепи: сопротивлением r , индуктивностью L , взаимной индуктивностью M и емкостью C . Элементы электрической цепи, поглощающие или накапливающие энергию магнитного или электрического поля и характеризующиеся параметрами r , L , M , C , называют *пассивными* (рис. 1.4, a , $б$, $в$, $г$). Источники, заряженные аккумуляторы, двигатели постоянного тока, электронные лампы, транзисторы, диоды, для характеристики работы которых кроме пассивных параметров необходимо вводить э. д. с., называют *активными*.

Так как мощность, потребляемая элементом, который характеризуется параметром r ,

$$P = I^2 r, \quad (1.7)$$

то $r = P/I^2$.

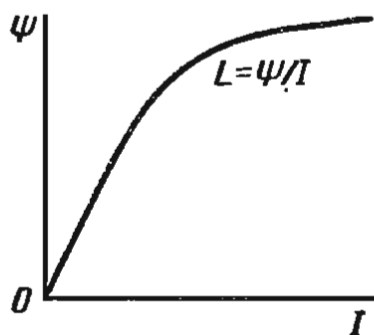


Рис. 1.5

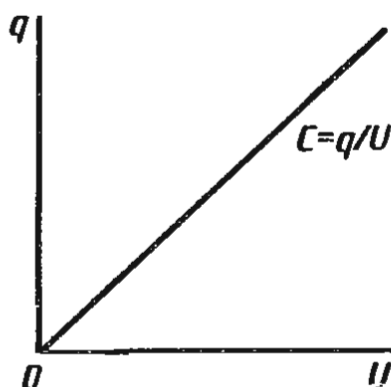


Рис. 1.6

Реальный элемент электрической цепи, основной характеристикой которого является параметр сопротивление r , называется *резистором*. Резистор — это специальное устройство, вводимое в электрическую цепь для регулирования тока и напряжения. Основной единицей сопротивления в СИ является *ом* (Ом), однако часто используют и производные единицы: килоом — $1 \text{ кОм} = 10^3 \text{ Ом}$, мегаом — $1 \text{ МОм} = 10^6 \text{ Ом}$.

Параметр L является коэффициентом пропорциональности между потокосцеплением Ψ и током I элемента: $\Psi = LI$, откуда $L = \Psi/I$.

Для характеристики индуктивной катушки как реального элемента электрической цепи часто не требуется знать распределение магнитного поля вокруг катушки. Достаточно вычислить потокосцепление Ψ магнитного потока со всеми w ее витками: $\Psi = \Phi_1 + \Phi_2 + \dots + \Phi_w = \sum_{k=1}^w \Phi_k$,

где Φ_k — магнитный поток, сцепленный с k -м витком. Если все витки катушки пронизаны одним потоком Φ , то ее собственное потокосцепление $\Psi = w\Phi$, где w — число витков катушки. Основной единицей потокосцепления и магнитного потока в СИ является *вебер* (Вб): $1 \text{ Вб} = 1 \text{ В} \cdot 1 \text{ с}$. За 1 Вб принимают магнитный поток, пронизывающий площадь, ограниченную замкнутым контуром, если при равномерном убывании этого потока до нуля в течение 1 с в контуре индуцируется э. д. с. в 1 В.

Параметр L называют коэффициентом самоиндукции или просто индуктивностью элемента цепи. Единицей индуктивности в СИ является *генри* (Гн): $1 \text{ Гн} = 1 \text{ В} \cdot \text{с} \cdot \text{А}^{-1} = \text{Вб} \cdot \text{А}^{-1}$. Часто используют производную единицу миллигенри — $1 \text{ мГн} = 10^{-3} \text{ Гн}$. О значении индуктивности элемента в зависимости от тока судят по его *вебер-амперной характеристике* (рис. 1.5).

Параметр взаимной индуктивности M (см. рис. 1.4, з) характеризует способность одного индуктивного элемента с током I_1 создавать магнитное поле, которое частично пронизывает витки другого индуктивного элемента. Параметр M представляет собой коэффициент пропорциональности между током первого I_1 элемента с индуктивностью L_1 и потокосцеплением второго элемента, созданным во втором элементе этим током, т. е. $\Psi_{21} = MI_1$, или, наоборот, между потокосцеплением первого элемента, обусловленного током второго элемента с индуктивностью L_2 , и током I_2 , т. е. $\Psi_{12} = MI_2$. Параметр взаимной индуктивности, как и индуктивность, выражают в *генри*.

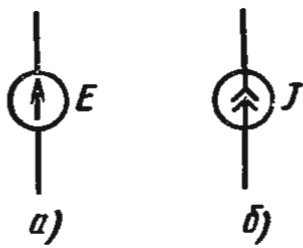


Рис. 1.7

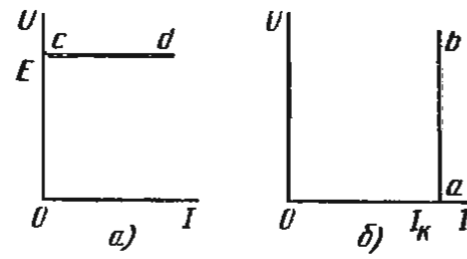


Рис. 1.8

Электрическая емкость C представляет собой коэффициент пропорциональности между зарядом q и напряжением на элементе: $q = CU$. Реальный элемент, основной характеристикой которого является параметр C , называется *конденсатором*. Зависимость заряда конденсатора от приложенного напряжения называется *кулон-вольтной характеристикой* (рис. 1.6). Электрическая емкость C элемента цепи выражается в СИ в *фарадах* (Ф). Фарада — это емкость такого конденсатора, напряжение между обкладками которого равно 1 В при заряде на обкладках в 1 Кл, т. е. $1 \text{ Ф} = 1 \text{ Кл}/1 \text{ В}$. Емкость в 1 Ф — очень большое значение. Например, емкостью в 1 Ф будет обладать уединенный шар радиусом $9 \cdot 10^9$ м, т. е. шар, радиус которого примерно в 1500 раз больше радиуса Земли. Поэтому на практике используют в основном производные единицы: микрофарада (мкФ), нанофарада (нФ) и пикофарада (пФ), которые соответственно равны: $1 \text{ мкФ} = 10^{-6} \text{ Ф}$, $1 \text{ нФ} = 10^{-9} \text{ Ф}$, $1 \text{ пФ} = 10^{-12} \text{ Ф} = 10^{-6} \text{ мкФ}$.

За единицу количества электричества в 1 Кл принимают заряд, пересекающий за 1 с сечение проводника с постоянным током в 1 А.

При анализе и расчете электрических цепей источники питания заменяют *эквивалентными идеальными источниками*, которые, в свою очередь, подразделяют на идеальные источники э. д. с. и идеальные источники тока. *Идеальным источником э. д. с.* (напряжения) называется источник, внутреннее сопротивление которого равно нулю, а э. д. с. E постоянна и равна э. д. с. реального источника, причем эта э. д. с. не зависит от тока нагрузки, проходящего через источник: $E = U = \text{const}$. На электрических схемах источники э. д. с. изображают в виде окружностей со стрелками внутри, указывающими положительное направление э. д. с., т. е. направление возрастания потенциала внутри источника, и написанной рядом с окружностью буквой E (рис. 1.7, а). *Идеальным источником тока* называется источник с внутренним сопротивлением, равным бесконечности, и током, не зависящим от сопротивления нагрузки цепи r , т. е. током, значение которого не зависит от значения напряжения и равно току короткого замыкания I_k источника питания. На электрических схемах источники тока изображают в виде окружностей с двумя стрелками внутри, указывающими положительное направление тока, и написанной рядом с окружностью буквой J (рис. 1.7, б).

Свойства идеальных источников э. д. с. и тока описывают с помощью внешних характеристик (рис. 1.8), причем внешняя характеристика идеального источника э. д. с. представляет собой горизонтальную прямую cd (рис. 1.8, а), а внешняя характеристика идеального источника тока — вертикальную прямую ab (рис. 1.8, б).

Таким образом, из внешних характеристик следует, что идеальные источники э. д. с. и тока являются источниками бесконечной мощности. Действительно, при увеличении тока в источнике э. д. с. и напряжении в источнике тока их мощности теоретически могут возрасти до бесконечности.

§ 1.2. Схемы соединений, схемы замещения электрических цепей и режимы их работы

Графическое изображение электрической цепи с помощью стандартных условных обозначений ее элементов, отражающее характер соединения этих элементов, называется *схемой электрической цепи*.

Схема электрической цепи, через все участки которой проходит один и тот же ток, представляет собой последовательное соединение приемников. При параллельном соединении приемников они всегда находятся под одним и тем же напряжением. Если приемники соединены последовательно и параллельно, то такая схема называется смешанным соединением приемников.

Простейшая электрическая цепь показана на рис. 1.2, где источник питания с внутренним сопротивлением r_0 образует так называемый внутренний участок цепи, а соединительные провода с приемником (сопротивление r) — внешнюю часть цепи. Выходные зажимы 1 и 2 источника питания подключены с помощью соединительных проводов к входным зажимам приемника a и b . Таким образом, в электрической цепи можно выделить участки, содержащие как активные, так и пассивные элементы.

Для анализа электрической цепи необходимо выделить отдельные ветви и узлы. *Ветвь* — это участок электрической цепи, вдоль которого протекает один и тот же ток. *Узлом* называют точку в электрической цепи, в которой соединяются три ветви и более (рис. 1.9). Любой замкнутый путь в электрической цепи, состоящий из нескольких ветвей, называют *контуром*. Соединение элементов цепи, при котором ветви находятся между двумя узлами, называют *параллельным*. Следовательно, в этом случае к элементам приложено одно и то же напряжение. Простейшая электрическая цепь (см. рис. 1.2), когда во всех элементах проходит один и тот же ток, называется *последовательной* и является *одноконтурной*. Электрическая цепь, содержащая параллельное и последовательное соединение ветви, называется *разветвленной* и является *многоконтурной*.

При анализе электрических цепей рассматривают не цепи с реальными генераторами, электрическими двигателями, лампами и т. п., а схемы отражающие свойства реальных элементов цепей при определенных условиях, т. е. реальные электрические цепи заменяют *схемами замещения* или *эквивалентными схемами*, которые являются идеализированными расчетными моделями реальных цепей. Итак, схема замещения есть графическое изображение реальной цепи с помощью идеализированных

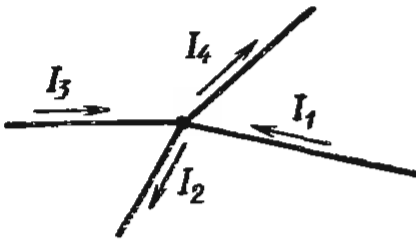


Рис. 1.9

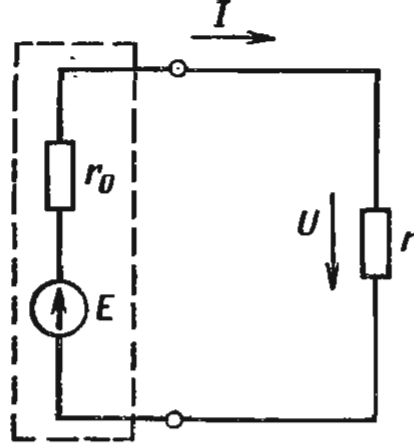


Рис. 1.10

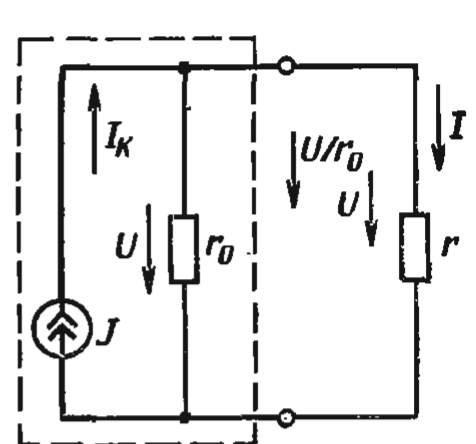


Рис. 1.11

элементов, параметры которых отражают параметры замещаемых элементов. Так, источник с э. д. с. E и внутренним сопротивлением r_0 можно представить в виде схем замещения, состоящих либо из идеального источника э. д. с. и резистивного элемента, либо из идеального источника тока и резистивного элемента. Рассмотрим, например, электрическую схему рис. 1.2 и представим ее двумя эквивалентными схемами. Из уравнения (1.3) следует, что ток в цепи ограничен сопротивлением источника питания r_0 и сопротивлением приемника r , поэтому источник питания может быть заменен источником э. д. с. E (рис. 1.10) и последовательно включенным сопротивлением r_0 , которое равно внутреннему сопротивлению реального источника, или источником тока с параллельно включенным сопротивлением r_0 (рис. 1.11). Рассмотрим баланс мощностей источников питания для схем, приведенных на рис. 1.10, 1.11.

Для схемы рис. 1.10 имеем

$$EI = I^2 r_0 + UI, \quad (1.8)$$

а для схемы рис. 1.11

$$UI_k = U^2 / r_0 + UI, \quad (1.9)$$

где EI — мощность источника напряжения; $I^2 r_0$ — мощность потерь в источнике напряжения; UI — мощность нагрузки или мощность, отдаваемая источником во внешнюю цепь; UI_k — мощность источника тока; U^2 / r_0 — мощность потерь в источнике тока.

Если $I_k = E / r_0$, то, согласно уравнениям (1.8) и (1.9), источники напряжения и тока создают одинаковые напряжения, токи и мощности, отдаваемые во внешнюю цепь. Следовательно, теоретически безразлично, с каким из идеальных источников питания использовать схему замещения. Однако на практике реальный источник питания обычно заменяют источником э. д. с., так как в этом случае через все элементы схемы замещения проходит реальный ток и идеальный источник развивает мощность $P = EI$, соответствующую мощности действительного источника. В самом деле, действительные источники питания работают в режимах, близких к режиму идеального источника э. д. с. ($E \approx U$), если их внутренние сопротивления достаточно малы в сравнении с сопротивлением нагрузки. В режимах же идеального источника тока действительные источники питания могут работать тогда, когда имеют

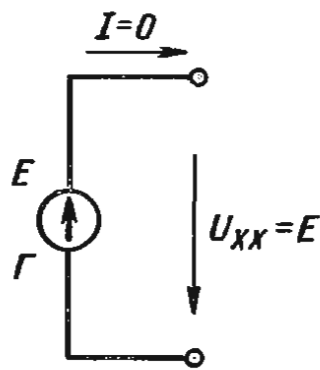


Рис. 1.12

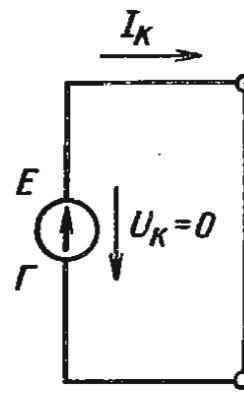


Рис. 1.13

дело с режимами короткого замыкания (см. далее) или близкими к ним. Электрическая цепь и ее элементы могут работать в различных *режимах*. В зависимости от частоты токов и напряжений различают режимы работы электрических цепей при *постоянных и переменных э. д. с. и токах*, а также *импульсные режимы*, когда воздействие электрических сигналов не непрерывно в течение времени работы устройства. В зависимости от характера электромагнитных процессов, имеющих место в электрических цепях, различают *стационарные (установившиеся) и нестационарные (переходные) режимы*. В зависимости от нагрузки режимы могут быть *номинальными, согласованными, холостого хода и короткого замыкания*.

Номинальный режим характеризуется тем, что все элементы цепи работают при условиях, указанных в паспорте данного элемента. Работа устройства при номинальном режиме гарантирует наиболее длительную безотказную его работу и экономичность. Поэтому при расчете электрических цепей за основу берут именно номинальные значения параметров элементов, основными из которых являются напряжения $U_{\text{ном}}$, токи $I_{\text{ном}}$ и мощность $P_{\text{ном}}$. Чрезмерное и длительное превышение номинальных значений может привести к перегрузке цепи и выводу устройства из строя, т. е. может возникнуть *аварийный режим*. О нагрузке можно судить по току $I_{\text{н}}$, проходящему через нее или по ее сопротивлению r . Например, для неразветвленной цепи (см. рис. 1.2) ток нагрузки $I_{\text{н}} = E/(r_0 + r)$ будет тем больше, чем меньше сопротивление приемника r .

Согласованный режим характеризуется тем, что источник питания отдает приемнику наибольшее количество энергии, что возможно при определенном соотношении (согласовании) между параметрами элемента цепи. Для цепи рис. 1.2 это осуществляется при $r = r_0$.

Режим, когда через источник питания и приемники не протекает ток, т. е. когда нагрузка отключена, называется холостым ходом. При холостом ходе напряжение на зажимах источника питания максимально и равно э. д. с. источника: $U_{\text{х.х}} = E$ (рис. 1.12).

Режим короткого замыкания — это режим, при котором сопротивление внешней цепи и напряжение между зажимами источника питания равны нулю: $r = 0$, $U_{\text{к}} = 0$ (рис. 1.13). Режим короткого замыкания может возникнуть в электрической цепи при соединении накоротко разнопотенциальных зажимов источников питания проводником с нулевым сопротивлением. При коротком замыкании и ток $I_{\text{к}}$ максимален и во много

раз превышает номинальный. Поэтому в энергетических цепях режим короткого замыкания обычно является аварийным.

Для защиты цепей от перегрузок (особенно от токов короткого замыкания) принимают специальные меры защиты. Простейшими устройствами защиты являются предохранители с плавкими вставками (плавкие предохранители). Плавкую вставку изготавливают из легкоплавкого металла и включают последовательно с защищаемым устройством. Плавкие вставки имеют небольшое сопротивление и практически не влияют на работу электрической цепи. При превышении током номинального значения плавкие вставки расплавляются и разрывают цепь.

§ 1.3. Основные законы электрических цепей

Основными законами электрических цепей, устанавливающими соотношения между э. д. с., напряжениями, токами и сопротивлениями, являются закон Ома и законы Кирхгофа. С помощью этих законов можно провести анализ и расчет любых электрических цепей. Так, в неразветвленной замкнутой электрической цепи (см. рис. 1.2) под действием э. д. с. E будет возникать ток I , значение которого определяется законом Ома:

$$I = E/(r_0 + r), \quad (1.10)$$

где $r_0 + r$ — полное сопротивление замкнутой цепи; r_0 — внутреннее сопротивление источника; r — сопротивление приемника (нагрузки). Для участка электрической цепи, сопротивление которого r и напряжение на котором U , закон Ома можно записать в виде

$$I = U/r \text{ или } U = Ir. \quad (1.11)$$

Произведение Ir называют падением напряжения, причем под напряжением на любом участке электрической цепи понимают разность потенциалов между крайними точками этого участка. Например, в схеме рис. 1.2 через участок ab с сопротивлением r , не имеющий источника э. д. с., ток проходит от точки a к точке b (ток на участке цепи без э. д. с. всегда проходит от точки более высокого потенциала к точке с более низким потенциалом); следовательно, потенциал φ_a точки a выше потенциала φ_b точки b на значение падения напряжения на сопротивлении r :

$$\varphi_a = \varphi_b + Ir, \quad (1.12)$$

а напряжение между точками a и b

$$U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b = Ir. \quad (1.13)$$

Таким образом, напряжение на любом участке электрической цепи, не содержащем источника э. д. с., равно произведению тока, протекающего через участок, на сопротивление этого участка.

Рассмотрим Закон Ома для участка цепи, в который включен источник э. д. с. (рис. 1.14). Если положительное направление тока I на участке ab принять от точки a к точке b , то потенциал φ_b , выраженный через потенциал φ_a , определяется как

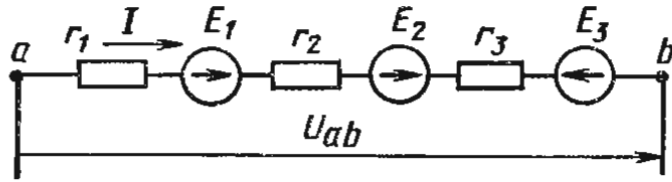


Рис. 1.14

$$\varphi_b = \varphi_a - Ir_1 + E_1 - Ir_2 + E_2 - Ir_3 - E_3.$$

Из этого выражения следует, что

$$I = \frac{(\varphi_a - \varphi_b) + E_1 + E_2 - E_3}{r_1 + r_2 + r_3} = \frac{U_{ab} + \sum_{i=1}^n E_i}{\sum_{i=1}^n r_i}, \quad (1.14)$$

где $\sum_{i=1}^n E_i = E_1 + E_2 - E_3$ — алгебраическая сумма э. д. с., действующая на участке ab , причем э. д. с., совпадающая по направлению с положительным направлением тока, записывается с положительным знаком, а не совпадающая — с отрицательным; $\sum_{i=1}^n r_i = r_1 + r_2 + r_3$ — сопротивление участка; $U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b$ — напряжение между зажимами a и b . Выражение (1.14) называют *обобщенным законом Ома*.

При расчете электрических цепей учитывают сопротивление проводников, используемых для соединения элементов между собой. Этот параметр характеризует процесс противодействия проводника прохождению по нему электрического тока. Установлено, что сопротивление проводника зависит от его размеров и температуры. Зависимость сопротивления проводника от размеров выражается формулой

$$r = \rho l/s, \quad (1.15)$$

где ρ — удельное сопротивление, характеризующее материал проводника, l — длина проводника; s — площадь его поперечного сечения.

В цепях постоянного тока величину, обратную сопротивлению, называют *электрической проводимостью*:

$$g = 1/r. \quad (1.16)$$

Основной единицей проводимости в СИ является сименс (См). Величина, обратная удельному сопротивлению, называется *удельной электропроводимостью*. Зависимость сопротивления от температуры приближенно описывается формулой

$$r = r_0 [1 + \alpha(t - t_0)]. \quad (1.17)$$

Здесь r_0 — сопротивление проводника при начальной температуре t_0 (Ом); α — температурный коэффициент сопротивления, равный отношению изменению сопротивления при изменении температуры на 1°C ; t — конечная температура ($^\circ\text{C}$). Сведения об удельных сопротивлениях и температурных коэффициентах сопротивления можно найти в соответствующей справочной литературе.

В рассмотренной неразветвленной цепи (см. рис. 1.2) приемник включен последовательно с источником питания, и в цепи проходит один и тот же ток. Анализ и расчет разветвленных цепей обычно проводят с помощью закона Кирхгофа. *Первый закон Кирхгофа* является следствием закона сохранения количества электричества, согласно которому в узле заряд одного знака не может ни накапливаться, ни убывать. Кроме того, первый закон Кирхгофа — это, по существу, закон сохранения энергии для электрических цепей. Его можно сформулировать следующим образом.

Сумма всех токов, приходящих к узлу электрической цепи, равна сумме всех токов, выходящих из этого узла. Иначе, алгебраическая сумма токов в узле равна нулю:

$$\sum I = 0. \quad (1.18)$$

Применительно к узлу, показанному на рис. 1.9, первый закон Кирхгофа можно записать как

$$I_1 + I_3 - I_2 - I_4 = 0. \quad (1.19)$$

При составлении равенства (1.19) токи, приходящие к узлу, берут с одним произвольно выбранным знаком (в нашем случае — с плюсом), а токи, направленные от узла, — с противоположным знаком (в нашем случае — с минусом).

Второй закон Кирхгофа применяют к замкнутым контурам. Он может быть сформулирован следующим образом.

Алгебраическая сумма напряжений на сопротивлениях участков замкнутого контура равна алгебраической сумме э. д. с. источников, входящих в контур:

$$\sum Ir = \sum E. \quad (1.20)$$

В уравнении (1.20) токи э. д. с. входят со знаком плюс, если их направления совпадают с направлением обхода контура, и со знаком минус, если их направления противоположны направлению обхода.

§ 1.4. Баланс мощностей

Из закона сохранения энергии для любой электрической цепи следует *условие баланса мощностей*.

Суммарная мощность источников цепи равна суммарной мощности, потребляемой приемниками.

Знак мощности будет положителен при совпадении направлений э. д. с. E и тока I , проходящего через источник, и отрицателен при взаимно противоположных направлениях э. д. с. и тока. Когда направления тока и э. д. с. совпадают, от источника за единицу времени в электрическую цепь поступает мощность, равная EI . Эта мощность в уравнение баланса мощностей входит с положительным знаком. При встречном направлении э. д. с. и тока источник э. д. с. потребляет мощность из цепи. Например, когда источником является аккумулятор, который заряжается, или генератор, работающий в режиме двигателя,

мощность EI расходуется на «химическую» или механическую работу соответственно. В этом случае мощность входит в уравнение баланса с отрицательным знаком. Уравнение баланса мощностей при питании цепи от источников э. д. с. имеет вид

$$\sum EI = \sum I^2 r. \quad (1.21)$$

Если в электрической цепи содержатся не только источники э. д. с., но и источники тока, то при составлении уравнения баланса мощностей необходимо учитывать энергию, поступающую от источников тока.

§ 1.5. Двухполюсники

При анализе сложных электрических цепей иногда бывает необходимо более детально рассмотреть какие-либо из ее отдельных участков. В простейшем случае такой участок можно представить в виде двухполюсника.

Двухполюсником называется часть сложной электрической цепи, которая имеет два зажима (входной и выходной), называемых полюсами.

Часть цепи, выделяемая в виде двухполюсника, может иметь сложную конфигурацию. Двухполюсники можно классифицировать по различным признакам, например по *линейности* и *нелинейности* элементов, входящих в двухполюсник, по *числу элементов*, из которых он состоит. Двухполюсники бывают *пассивные* и *активные*.

Двухполюсник, не содержащий источника энергии, называется пассивным. Линейным пассивный двухполюсник будет и тогда, когда в нем будут содержаться источники энергии, э. д. с. которых взаимно компенсируются, т. е. направлены навстречу друг другу и равны по значению. Двухполюсники условно изображают в виде прямоугольника, при этом для обозначения пассивного двухполюсника в прямоугольнике либо ставят букву П, либо не ставят никакой буквы (рис. 1.15).

В схеме некомпенсированные двухполюсники, в которых содержатся источники электрической энергии, называются активными (рис. 1.16). В этом случае при обозначении двухполюсника в прямоугольнике ставят букву А.

При анализе электрической цепи, в которую входит пассивный двухполюсник, достаточно знать его характеристику. Так как пассивный двухполюсник является потребителем энергии, то в качестве характеристики можно взять его сопротивление, которое в этом случае называется *внутренним* или *входным*. Следовательно, на схеме замещения пассивный двухполюсник можно представить в виде одного элемента с сопротивлением, равным входному сопротивлению двухполюсника. Для активного двухполюсника наряду с сопротивлением важной характеристикой является *внешняя*, или *вольт-амперная*, характеристика, которая полностью определяет его свойства.

Для любого активного двухполюсника произведение $U_{ab}I$ (рис. 1.16) выражает мощность P , отдаваемую во внешнюю цепь с его зажимов:

$$P = U_{ab}I = EI - I^2 r_0 = I^2 r, \quad (1.22)$$

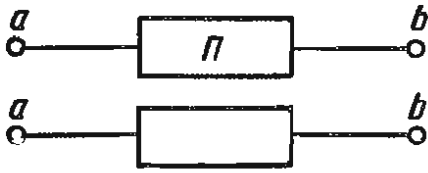


Рис. 1.15

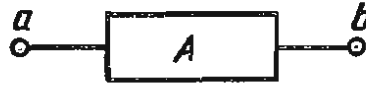


Рис. 1.16

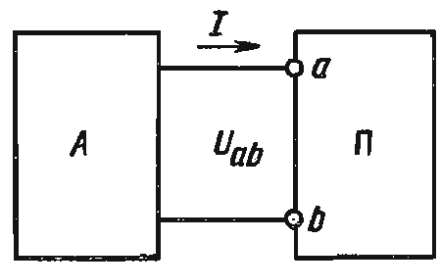


Рис. 1.17

где EI — мощность, развиваемая источником энергии двухполюсника; $I^2 r_0$ — мощность, теряемая (рассеиваемая) на внутреннем сопротивлении двухполюсника r_0 ; r — сопротивление приемника.

Когда ток проходит через двухполюсник навстречу направлению его э. д. с., это значит, что к активному двухполюснику поступает энергия из внешней цепи. Такой процесс наблюдается, например, при зарядке аккумулятора. Таким образом, в подобных случаях активный двухполюсник оказывается фактически потребителем электрической энергии.

Условие передачи максимальной мощности. В электронике, автоматике, электросвязи и т. д. часто очень важно передать от источника питания к приемнику максимальную мощность. Рассмотрим процесс передачи максимальной мощности от активного двухполюсника к пассивному двухполюснику (рис. 1.17). Найдем производную от мощности P по току I в уравнении (1.22) и приравняем ее к нулю: $P' = E - 2Ir_0 = 0$, откуда $I = E/(2r_0)$.

При $r = 0$ будет иметь место режим короткого замыкания и ток $I_k = E/r_0$. Итак, максимальная мощность будет передаваться приемнику при токе $I = I_k/2$. При этом согласно закону Ома, справедливо равенство

$$I = I_k/2 = E/(r_0 + r) = E/(2r_0). \quad (1.23)$$

Следовательно, наибольшая мощность передается приемнику при равенстве сопротивления приемника и внутреннего сопротивления источника ($r = r_0$), т. е. когда приемник и источник работают в согласованном режиме. Максимальная мощность, выделяемая в приемнике,

$$P_{\max} = I^2 r = E^2/(4r_0). \quad (1.24)$$

Полезная мощность, которая выделяется в приемнике, определяется уравнением (1.22), а полная мощность, развиваемая источником энергии,

$$P_{\text{и}} = EI = I^2 (r_0 + r).$$

Зависимость к. п. д. источника, т. е. отношение мощности, выделившейся во внешней цепи P , к мощности $P_{\text{и}}$ от сопротивления приемника r описывается соотношением

$$\eta = P/P_{\text{и}} = I^2 r / [I^2 (r_0 + r)] = r/(r_0 + r), \quad (1.25)$$

откуда следует, что при согласованном режиме $\eta_{\text{согл}} = 0,5$, при холостом ходе ($r = \infty$) $\eta_{\text{х.х}} = 1$, а при коротком замыкании ($r = 0$) $\eta_{\text{к}} = 0$. Таким образом, более высокие значения к. п. д. достигаются при $r > r_0$.

Из изложенного также ясно, что при максимальной мощности, выделяемой в приемнике, к. п. д. будет равен 0,5. Если мощность, выделившаяся в приемниках P , значительна, то η мало и работать при таком низком к. п. д. нецелесообразно. Однако если мощность P достаточно мала, а важно передать от источника к приемнику максимальную мощность (что часто имеет место в различных устройствах автоматики и электроники), тогда низкое значение к. п. д. не имеет решающего значения и приходится работать в согласованном режиме. Когда решающим является значение к. п. д., тогда внутреннее сопротивление источника r_0 должно выбираться весьма малым по сравнению с сопротивлением приемника. В этом случае к. п. д. источника будет стремиться к единице.

§ 1.6. Методы эквивалентного преобразования схем электрических цепей с пассивными элементами

Часто при анализе электрических цепей постоянного тока приходится иметь дело со сложными разветвленными цепями. Если такие цепи состоят из соединения линейных пассивных элементов, то анализ значительно упрощается, если в схемах цепей провести определенные эквивалентные преобразования. Метод эквивалентного преобразования схем заключается в том, что сложные участки цепи заменяются более простыми, им эквивалентными. Преобразование будет эквивалентным, если оно не оказывает влияния на режим остальной, не затронутой преобразованием части цепи, т. е. если оно не вызывает в оставшейся части цепи изменений напряжений и токов. Примером такого преобразования может служить замена параллельного или смешанного соединения элементов одной ветвью с эквивалентным сопротивлением. Рассмотрим методы эквивалентных преобразований схем электрических цепей.

Цепь с последовательно соединенными резисторами. На рис. 1.18, а представлена схема с последовательно соединенными резисторами. Известно, что в этом случае через все элементы цепи проходит один и тот же ток. Приведем эту схему к эквивалентной (рис. 1.18, б), в которой эквивалентное сопротивление $r_{\text{экв. пос}}$ выбрано таким, чтобы ток в цепи оставался без изменения. По второму закону Кирхгофа можно записать:

$$U = U_1 + U_2 + U_3 = Ir_1 + Ir_2 + Ir_3 = Ir_{\text{экв}}, \quad (1.26)$$

откуда $r_{\text{экв. пос}} = r_1 + r_2 + r_3$.

Эквивалентное сопротивление при последовательном соединении элементов цепи равно сумме сопротивлений отдельных элементов. Напряжение на зажимах последовательно соединенных приемников распределяется пропорционально их сопротивлениям.

Ток в цепи при последовательном соединении резисторов

$$I = U/r_{\text{экв. пос}}, \quad (1.27)$$

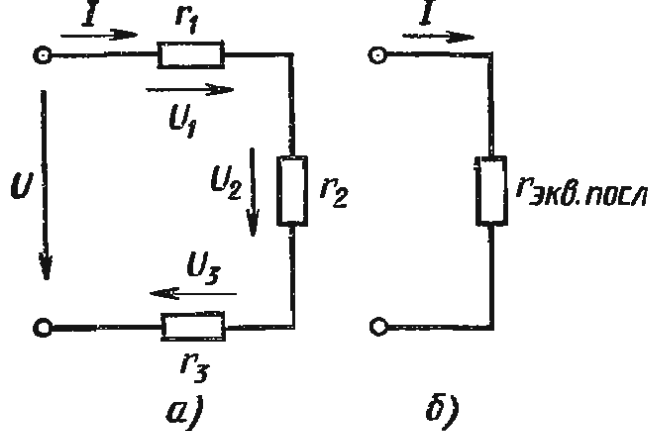


Рис. 1.18

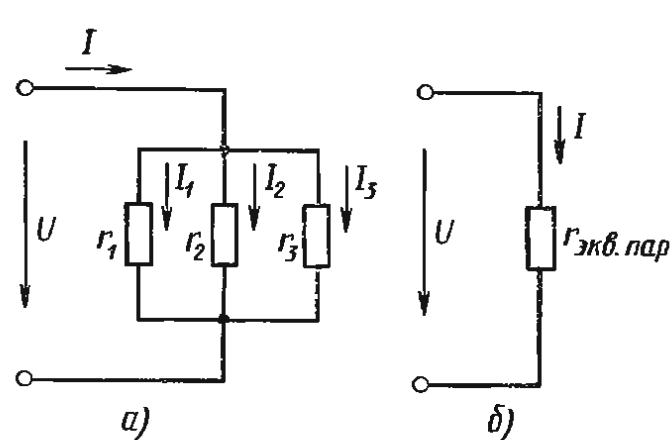


Рис. 1.19

а мощность, подводимая к цепи, равна сумме мощностей отдельных элементов:

$$P = UI = U_1I + U_2I + \dots + U_nI = I^2r_1 + I^2r_2 + \dots + I^2r_n = \sum_{i=1}^n P_i.$$

Последовательное соединение применяют в тех случаях, когда номинальные напряжения приемников ниже напряжения сети, например в измерительных приборах для расширения пределов измерения, в двигателях постоянного тока для ограничения пусковых токов и регулирования частоты вращения и т. д. Однако приемники, как правило, последовательно не включают, так как при выходе из строя одного из них происходит отключение остальных, что на практике нежелательно. Кроме того, при последовательном включении приемников мощность, выделяемая в цепи, пропорциональна их сопротивлениям, так как через все приемники проходит один и тот же ток. Следовательно, приемники, рассчитанные на меньшую номинальную мощность, будут работать с перегрузкой, а приемники, рассчитанные на большую номинальную мощность, — с недогрузкой. Отметим, что приемники с одинаковыми номинальными напряжениями и мощностями окажутся в лучших условиях работы при последовательном соединении.

Цепь с параллельно включенными резисторами. Рассмотрим параллельно соединенные приемники (рис. 1.19, а), т. е. случай, когда приемники находятся под одним и тем же напряжением, что наиболее часто используют на практике. Это удобно, так как не требуется согласовывать номинальные данные приемников и имеется возможность их включать и выключать независимо друг от друга.

Цепь рис. 1.19, а состоит из трех параллельных ветвей. По первому закону Кирхгофа,

$$I = I_1 + I_2 + I_3, \quad (1.28)$$

где $I_1 = U/r_1$; $I_2 = U/r_2$; $I_3 = U/r_3$. Тогда для эквивалентной схемы (рис. 1.19, б) $I = U/r_{\text{экв. пар}}$. Подставляя полученные значения токов в (1.28) и сокращая на U , получим

$$1/r_{\text{экв. пар}} = 1/r_1 + 1/r_2 + 1/r_3. \quad (1.29)$$

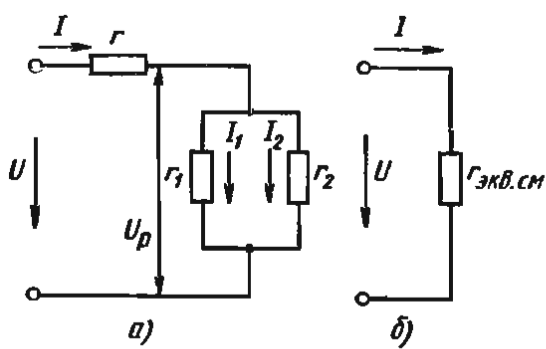


Рис. 1.20

Уравнение (1.29) можно переписать для проводимости как

$$g_{\text{экв. пар}} = g_1 + g_2 + g_3, \quad (1.30)$$

или в общем виде

$$g_{\text{экв. пар}} = \sum_{i=1}^n g_i.$$

Следовательно, при параллельном соединении элементов электрической цепи эквивалентная проводимость равна сумме проводимостей ее отдельных параллельно включенных ветвей.

При увеличении числа параллельных ветвей эквивалентная проводимость цепи возрастает, а эквивалентное сопротивление $r_{\text{экв. пар}} = 1/g_{\text{экв. пар}}$ уменьшается, вследствие чего ток в неразветвленной части цепи возрастает. При этом увеличивается мощность P всей цепи. Мощность, подводимая к цепи с параллельно включенными резисторами, равна сумме мощностей ее отдельных параллельно включенных ветвей:

$$P = UI = UI_1 + UI_2 + \dots + UI_n = P_1 + P_2 + \dots + P_n = \sum_{i=1}^n P_i.$$

Получим формулы эквивалентных сопротивлений для двух частных случаев, представляющих практический интерес: для цепи с двумя параллельно включенными резисторами с сопротивлениями r_1 и r_2 и цепи с тремя параллельно включенными резисторами с сопротивлениями r_1, r_2, r_3 .

Эквивалентное сопротивление цепи с двумя параллельно включенными резисторами

$$r_{\text{экв. пар}} = 1/g_{\text{экв. пар}} = r_1 r_2 / (r_1 + r_2). \quad (1.31)$$

Эквивалентное сопротивление цепи с тремя параллельно включенными резисторами:

$$r_{\text{экв. пар}} = 1/g_{\text{экв. пар}} = r_1 r_2 r_3 / (r_1 r_2 + r_2 r_3 + r_3 r_1). \quad (1.32)$$

Следует отметить, что эквивалентное сопротивление при параллельном соединении резисторов будет всегда меньше самого малого сопротивления, включенного в цепь.

Смешанное соединение резисторов. Рассмотрим простейшую цепь со смешанным соединением, т. е. содержащую последовательно и параллельно включенные резисторы, которая показана на рис. 1.20, а. Эта цепь может быть приведена к схеме с одним эквивалентным сопротивлением $r_{\text{экв. см}} = U/I$ (рис. 1.20, б). Преобразование схемы удобно проводить в два приема. Вначале заменяют сопротивления параллельных ветвей на эквивалентное $r_{\text{экв. 1,2}} = r_1 r_2 / (r_1 + r_2)$. Затем, зная, что эквивалентное сопротивление $r_{\text{экв. 1,2}}$ включено последовательно с r , находят эквивалентное сопротивление всей цепи со смешанным соединением резисторов: $r_{\text{экв. см}} = r + r_{\text{экв. 1,2}} = r + r_1 r_2 / (r_1 + r_2)$.

После нахождения эквивалентного $r_{\text{экв. см}}$ можно определить ток в неразветвленной части цепи: $I = U/r_{\text{экв. см}}$. Для определения токов в параллельных ветвях I_1 и I_2 вначале находят напряжение разветвления $U_p = Ir_{\text{экв. 1,2}}$, затем записывают токи в ветвях $I_1 = U_p/r_1$ и $I_2 = U_p/r_2$.

Последовательное, параллельное и смешанное соединения образуют цепи, которые называются *простыми цепями постоянного тока*.

Определение токов в простых цепях постоянного тока, если известны э. д. с. и сопротивления участков цепи, производится с использованием закона Ома. Для сложных многоконтурных разветвленных цепей, в которых произвольно размещены резисторы и источники э. д. с., закона Ома для расчета недостаточно. В этом случае и используют законы Кирхгофа.

§ 1.7. Расчет сложных цепей постоянного тока с помощью законов Кирхгофа

Задачей расчета электрических цепей является нахождение токов, напряжений и мощностей всех или отдельных их участков по заданным значениям э. д. с. и параметрам элементов цепи. Для цепей постоянного тока такими параметрами являются значения входящих в цепь сопротивлений (или проводимостей).

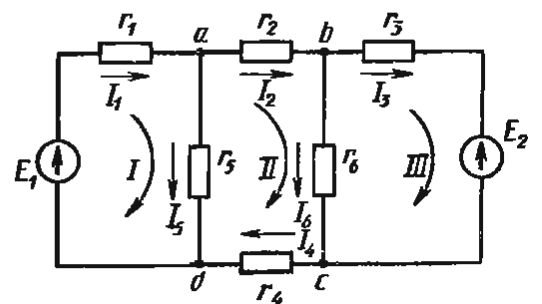
Рассмотрим применение законов Кирхгофа для определения токов в ветвях цепи, схема которой представлена на рис. 1.21, когда заданными являются значения и направления всех э. д. с. источников, а также сопротивления резисторов. Так как число неизвестных токов равно числу ветвей схемы, то необходимо составить столько же независимых уравнений по первому и второму законам Кирхгофа. При составлении уравнений учитывают направления токов в ветвях, а так как токи неизвестны, то предварительно произвольно выбирают эти направления. Составляя уравнения по первому закону Кирхгофа, следует токи, приходящие к узлу и уходящие от него, брать с разными знаками. В нашем случае считаем, что токи, приходящие к узлам, имеют положительный знак, а уходящие из узлов — отрицательный знак. При составлении уравнений по второму закону Кирхгофа э. д. с. и токи, направления которых совпадают с произвольно выбранным направлением обхода контура, обычно берут с положительным знаком, остальные — с отрицательным. В схеме рис. 1.21 содержится шесть ветвей, поэтому необходимо составить шесть независимых уравнений. Составим уравнения по первому закону Кирхгофа и запишем их для узлов a, b, c :

$$I_1 - I_2 - I_5 = 0;$$

$$I_2 + I_3 - I_6 = 0; \quad (1.33)$$

$$I_6 - I_3 - I_4 = 0.$$

Рис. 1.21



Если составить уравнение для узла d , то это уравнение не будет независимым, так как оно может быть получено путем суммирования уравнений (1.33). Следовательно, уравнения, составленные по первому закону Кирхгофа для цепи с q узлами, будут независимыми лишь для $q - 1$ узлов. Итак, максимальное число независимых уравнений по первому закону Кирхгофа на единицу меньше, чем число узлов схемы. Недостающие уравнения (в нашем случае — три) составляют по второму закону Кирхгофа для независимых контуров (вследствие чего уравнения будут также независимыми). Контурные контуры считаются независимыми, если в каждом из них имеется хотя бы одна ветвь, не принадлежащая другим контурам. Составляя уравнения по второму закону Кирхгофа для схемы рис. 1.21, выберем три независимых контура I , II , III и условимся направлением их обхода считать направление по часовой стрелке. Согласно второму закону Кирхгофа, для выбранных контуров

$$\begin{aligned} E_1 &= I_1 r_1 + I_5 r_5; \\ 0 &= I_2 r_2 + I_4 r_4 + I_6 r_6 - I_5 r_5; \\ -E_2 &= -I_3 r_3 - I_6 r_6. \end{aligned} \quad (1.34)$$

Решая совместно уравнения (1.33) и (1.34) известными из алгебры способами, находим все неизвестные токи ветвей. Если в результате решения уравнений значение какого-либо тока окажется отрицательным, то это указывает на то, что действительное направление тока противоположно произвольно выбранному. После определения токов в ветвях вычисляют напряжения по закону Ома и мощности по закону Джоуля — Ленца. Рассмотренный метод нагляден и позволяет сразу же определять действительные значения токов в ветвях и напряжений на их зажимах. Однако этот метод расчета для сложных цепей оказывается трудоемким, так как требуется решать системы, состоящие из большого числа уравнений.

§ 1.8. Метод контурных токов

Этот метод наиболее часто применяют на практике для расчета сложных цепей, так как он позволяет при числе уравнений, меньшем числа неизвестных величин, находить все эти неизвестные величины. Метод заключается в том, что вместо действительных токов в ветвях на основании второго закона Кирхгофа определяют так называемые контурные токи в независимых контурах. Контурным называется такой расчетный (условный) ток, который замыкается только по своему контуру, оставаясь вдоль него неизменным. Согласно этому методу, действительный ток в любой ветви, принадлежащей только одному контуру, численно равен контурному току, а в ветви, принадлежащей нескольким контурам, равен алгебраической сумме контурных токов, проходящих через эту ветвь. Число уравнений, составляемых по второму закону Кирхгофа, в этом случае равно числу независимых контуров N . Число независимых контуров определяется уравнением

$$N = b - y + 1, \quad (1.35)$$

где b — число ветвей; y — число узлов.

Составляя уравнения по второму закону Кирхгофа для контурных токов, принято сумму сопротивлений, входящих в контур, называть *собственным сопротивлением контура*, а сопротивление, принадлежащее одновременно двум или нескольким контурам, — *общим сопротивлением контуров*. Направление контурного тока в независимом контуре выбирают произвольно. Обычно направление обхода контура принимают совпадающим с положительным направлением контурного тока, поэтому падение напряжения при прохождении контурного тока в собственном сопротивлении контура оказывается положительным. Падение напряжения при прохождении тока смежного контура в общем сопротивлении будет положительным, если направление контурного тока в смежном контуре совпадает с направлением обхода, и отрицательным, если направление контурного тока в смежном контуре не совпадает с направлением обхода. Значение э. д. с. берется со знаком плюс, если направление обхода контура совпадает с положительным направлением э. д. с., и со знаком минус — если не совпадает.

Метод контурных токов рассмотрим на примере схемы рис. 1.22. Для расчета необходимо разбить схему, согласно (1.35), на три независимых контура: I, II, III. Через элементы (сопротивления) каждого контура проходит свой контурный ток I_I, I_{II}, I_{III} , причем его направление в каждом контуре выбирают одинаковым (по часовой стрелке). Задаются также направления токов в ветвях. Действительные токи ветвей, которые входят только в один контур,

$$I_1 = I_I; I_2 = I_{II}; I_3 = I_{III}. \quad (1.36)$$

Действительные токи ветвей, являющихся общими для нескольких контуров,

$$I_4 = I_{II} - I_I, I_5 = I_I - I_{III}, I_6 = I_{II} - I_{III}. \quad (1.37)$$

Таким образом, зная контурные токи, можно определить значение действительных токов в ветвях схемы замещения.

Для расчета такой схемы с помощью первого и второго законов Кирхгофа потребовалось бы шесть уравнений, в то время как при использовании метода контурных токов оказалось достаточным составить только три уравнения:

$$\begin{aligned} E_1 - E_4 &= I_I(r_1 + r_4 + r_5) - I_{II}r_4 - I_{III}r_5; \\ E_4 - E_2 &= I_{II}(r_2 + r_4 + r_6) - I_Ir_4 - I_{III}r_6; \\ E_3 &= I_{III}(r_3 + r_5 + r_6) - I_Ir_5 - I_{II}r_6. \end{aligned} \quad (1.38)$$

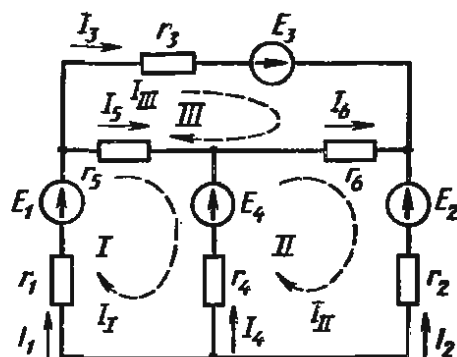


Рис. 1.22

Решая совместно систему уравнений (1.38), находим контурные токи I_I, I_{II}, I_{III} , а по их значениям, согласно (1.36) и (1.37), — действительные токи в ветвях схемы. Если значение контурного тока отрицательно, это означает, что действительное направление тока противоположно выбранному.

Для решения системы уравнений, составленных по второму закону Кирхгофа, целесообразно применять метод определителей и матриц. В этом случае уравнения для контурных токов (1.38) записывают в обобщенном виде:

$$\begin{aligned} E_{11} &= I_I r_{11} - I_{II} r_{12} - I_{III} r_{13}; \\ E_{22} &= -I_I r_{21} + I_{II} r_{22} - I_{III} r_{23}; \\ E_{33} &= -I_I r_{31} - I_{II} r_{32} + I_{III} r_{33}. \end{aligned} \quad (1.39)$$

Здесь $r_{11} = r_1 + r_4 + r_5$, $r_{22} = r_2 + r_4 + r_6$, $r_{33} = r_3 + r_5 + r_6$ — собственные сопротивления контуров, т. е. суммарные сопротивления, которые обозначают двумя одинаковыми индексами, указывающими номер контура; $r_{12} = r_{21} = r_4$, $r_{13} = r_{31} = r_5$, $r_{23} = r_{32} = r_6$ — общие сопротивления, т. е. сопротивления смежных контуров, которые обозначают различными индексами, указывающими, между какими контурами включено сопротивление. Если через общее сопротивление контурные токи смежных контуров протекают в разных направлениях, то в системе уравнений (1.39) это сопротивление стоит со знаком минус. Если же условные положительные направления токов в общем сопротивлении смежных контуров совпадают, то это сопротивление стоит со знаком плюс; $E_{11} = E_1 - E_4$, $E_{22} = E_4 - E_2$, $E_{33} = E_3$ — контурные э. д. с. соответствующих контуров, номера которых указаны двумя одинаковыми индексами.

Взятая по направлению обхода алгебраическая сумма всех э. д. с., входящих в контур, называется *контурной э. д. с.* Контурная э. д. с. имеет знак плюс, если направление обхода контура и направление действия суммарной э. д. с. совпадают.

Для составления определителей необходимо, чтобы все уравнения системы (1.39) имели одинаковое число членов. В правой части каждого уравнения этой системы записывают произведения всех контурных токов на соответствующие сопротивления, а если какое-либо сопротивление не входит в рассматриваемый контур, его принимают равным нулю.

Решим систему уравнения (1.39) *методом определителей*. В общем виде ток любого k -го контура

$$I_k = \Delta_k / \Delta, \quad (1.40)$$

где Δ — определитель (детерминант) системы; Δ_k — частный определитель k -го столбца;

$$\Delta = \begin{vmatrix} r_{11} & -r_{12} & -r_{13} \\ -r_{21} & r_{22} & -r_{23} \\ -r_{31} & -r_{32} & r_{33} \end{vmatrix}. \quad (1.41)$$

Если проведем из левого верхнего угла определителя (1.41) диагональ в правый нижний угол (главная диагональ определителя), то увидим, что определитель относительно этой диагонали делится на две симметричные половины. Вследствие такой симметрии можно записать, что $r_{12} = r_{21}$ и т. д., или в общем виде $r_{km} = r_{mk}$. Каждый частный

определитель Δ_k получают путем замены в определителе системы Δ k -го столбца сопротивлений столбцом контурных э. д. с., записанных в левой части системы уравнений (1.39). Например, если определяется ток первого контура ($k = 1$), то частный определитель имеет вид

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} E_{11} & -r_{12} & -r_{13} \\ E_{22} & r_{22} & -r_{23} \\ E_{33} & -r_{32} & r_{33} \end{vmatrix}. \quad (1.42)$$

Таким образом, расчет методом определителей заключается в составлении определителя системы и частных определителей и в нахождении по ним контурных токов. Следовательно, при расчете цепи методом контурных токов нет необходимости составлять уравнения по второму закону Кирхгофа – достаточно составить определители по уравнениям (1.41), (1.42) и затем по уравнению (1.40) рассчитать контурные токи.

При составлении определителей нельзя забывать о знаках перед членами определителя (перед э. д. с. ставят знак минус, если направление обхода и положительное направление э. д. с. не совпадают, перед общими сопротивлениями ставят знак минус, если контурные токи, которые через них проходят, направлены встречно).

Следует также отметить, что по правилу разложения определителя по элементам столбца определитель равен сумме произведений элементов столбца на их алгебраические дополнения. Поэтому решение уравнений системы (1.39) в общем виде можно записать так:

$$\left. \begin{aligned} I_I &= E_{11} \frac{\Delta_{11}}{\Delta} + E_{22} \frac{\Delta_{12}}{\Delta} + \dots + E_{nn} \frac{\Delta_{1n}}{\Delta}; \\ I_{II} &= E_{11} \frac{\Delta_{21}}{\Delta} + E_{22} \frac{\Delta_{22}}{\Delta} + \dots + E_{nn} \frac{\Delta_{2n}}{\Delta}; \\ &\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ I_N &= E_{11} \frac{\Delta_{n1}}{\Delta} + E_{22} \frac{\Delta_{n2}}{\Delta} + \dots + E_{nn} \frac{\Delta_{nn}}{\Delta}. \end{aligned} \right\} \quad (1.43)$$

Отсюда сокращенно ток k -го контура

$$I_k = \frac{1}{\Delta} \sum_{m=1}^n E_{mm} \Delta_{km} \quad (1.44)$$

где Δ_{km} – алгебраическое дополнение, полученное из определителя системы Δ путем вычеркивания k -го столбца и m -й строки и умножения полученного определителя на $(-1)^{k+m}$. Здесь индекс k соответствует как номеру столбца, который вычеркивается в определителе системы, так и номеру контура, для которого вычисляют контурный ток. Индекс m означает как номер строки, которая вычеркивается в определителе системы, так и соответствует номеру контура, контурная э. д. с. которого умножается на данное алгебраическое дополнение. Из формулы (1.44) следует, что ток в любом контуре линейной электрической цепи

равен алгебраической сумме токов, вызываемых в этом контуре каждой э. д. с. в отдельности.

Необходимо отметить, что метод контурных токов рационально применять тогда, когда число узлов схемы, уменьшенное на единицу, больше числа независимых контуров, т. е. $y - 1 > k$.

§ 1.9. Метод наложения

Метод наложения широко используют при анализе линейных электрических цепей, когда в них имеется несколько источников питания. Этот метод основан на *принципе наложения* (суперпозиции) путем использования принципа независимости действия э. д. с. Согласно этому принципу, токи, проходящие в сложной цепи с несколькими э. д. с., можно представить как алгебраическую сумму токов, создаваемых каждой из э. д. с. в отдельности. Следовательно, расчет сложной цепи с несколькими э. д. с. сводится к расчету нескольких цепей, каждая из которых имеет один источник питания.

Расчет сложных цепей методом наложения осуществляют следующим образом: 1) поочередно находят в ветвях схемы значения токов и их направления, создаваемые каждой из э. д. с. в отдельности, мысленно исключая остальные э. д. с. из схемы, но оставляя их внутренние сопротивления; 2) находят действительные токи в ветвях путем алгебраического сложения токов, создаваемых каждой из э. д. с. Применим этот метод для расчета схемы (рис. 1.23). Вначале найдем в ветвях значения и направления токов, создаваемых э. д. с. E_1 , полагая э. д. с. $E_2 = 0$, но учитывая ее внутреннее сопротивление r_{20} (рис. 1.24). Тогда по закону Ома и первому закону Кирхгофа находим

$$\begin{aligned} I'_1 &= E_1/r_1 + r_{10} + [r_3(r_2 + r_{20})]/(r_3 + r_2 + r_{20}); \\ I'_3 &= E_1 - I'_1(r_1 + r_{10})/r_3; \\ I'_2 &= I'_1 - I'_3. \end{aligned} \quad (1.45)$$

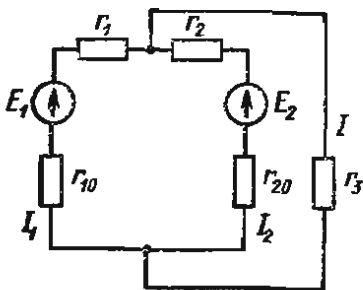


Рис. 1.23

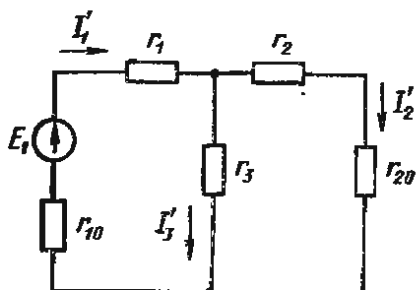


Рис. 1.24

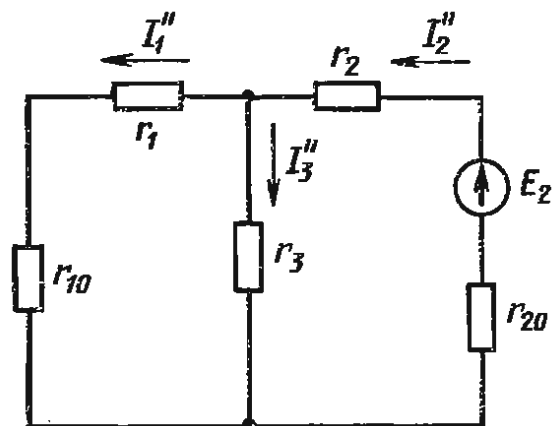


Рис. 1.25

Затем, исключая э. д. с. E_1 и оставляя ее внутреннее сопротивление r_{10} , находим значения и направления токов, создаваемых э. д. с. E_2 (рис. 1.25):

$$\begin{aligned} I_2'' &= E_2/r_2 + r_{20} + [r_3(r_1 + r_{10})]/(r_3 + r_1 + r_{10}); \\ I_3'' &= E_2 - I_2''(r_2 + r_{20})/r_3; \\ I_1'' &= I_2'' - I_3''. \end{aligned} \quad (1.46)$$

Действительные токи в ветвях схемы рис. 1.23 находят как алгебраическую сумму составляющих токов, проходящих через соответствующие ветви:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_1' - I_1''; \\ I_2 &= I_2'' - I_2'; \\ I_3 &= I_3' + I_3''. \end{aligned} \quad (1.47)$$

Направление действительных токов в ветвях выбирают по большему составляющему току каждой ветви.

§ 1.10. Метод двух узлов

Этим методом можно просто рассчитать электрическую цепь, содержащую два узла (или преобразованную в такую цепь). На рис. 1.26 представлена схема электрической цепи, в которой имеется два узла a , b и четыре ветви. В зависимости от значений и направлений э. д. с., а также сопротивлений ветвей между узлами a и b существует напряжение $U_{ab} = U$, называемое узловым. Зная узловое напряжение, можно определить токи в ветвях, находящихся между узлами a и b . Выберем условные положительные направления токов и узлового напряжения. Тогда, по закону Ома, для первой ветви $E_1 + I_1 r_1 = U$, откуда

$$I_1 = (E_1 - U)/r_1 = (E_1 - U)g_1; \quad (1.48)$$

для второй ветви $E_2 - I_2 r_2 = U$, откуда

$$I_2 = (E_2 - U)g_2; \quad (1.49)$$

для третьей ветви $E_3 + U = I_3 r_3$, откуда

$$I_3 = (E_3 + U)g_3; \quad (1.50)$$

для четвертой ветви $U = I_4 r_4$, откуда

$$I_4 = U g_4. \quad (1.51)$$

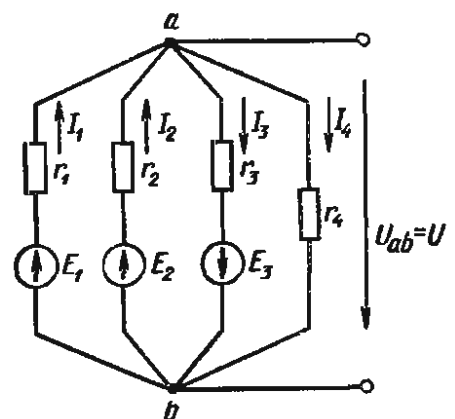


Рис. 1.26

Согласно первому закону Кирхгофа, алгебраическая сумма токов в узле цепи равна нулю, т. е. $I_1 + I_2 - I_3 - I_4 = 0$. Подставляя значения токов из выражений (1.48) – (1.51) и проводя соответствующие преобразования, получим формулу для определения узлового напряжения

$$U = (E_1 g_1 + E_2 g_2 - E_3 g_3)/(g_1 + g_2 + g_3 + g_4),$$

которая в общем случае имеет вид

$$U = \sum E g / \sum g. \quad (1.52)$$

Со знаком плюс в (1.52) записывают э. д. с., направленные встречно узловому напряжению U , и со знаком минус — направленные согласно с напряжением U . Знаки в формуле (1.52) не зависят от направления токов ветвей.

При расчете электрических цепей по полученным формулам целесообразно выбирать условные положительные направления токов после определения узлового напряжения, так как в этом случае их нетрудно выбрать так, чтобы они совпадали с действительными направлениями токов.

§ 1.11. Входные и взаимные проводимости и сопротивления

Рассмотрим сложную цепь с одной действующей э. д. с., выделив в ней две ветви с сопротивлениями r_k и r_m , в одной из которых имеется источник э. д. с. E_k . Остальную часть цепи представим в виде пассивного четырехполюсника Π (рис. 1.27, а), который подключен к ней с помощью входных (1, 1') и выходных (2, 2') зажимов. Э. д. с. E_k вызывает ток как в ветви k , так и в ветви m :

$$I_k = \Delta_k / \Delta = E_k \Delta_{kk} / \Delta = E_k g_{kk};$$

$$I_m = \Delta_m / \Delta = E_k \Delta_{mk} / \Delta = E_k g_{mk};$$

где Δ_{kk} — алгебраическое дополнение, которое получается в результате вычеркивания k -й строки и k -го столбца в определителе Δ_k ; Δ — определитель системы; Δ_{mk} — алгебраическое дополнение, получаемое путем вычеркивания k -й строки и m -го столбца в определителе Δ_m .

Коэффициенты пропорциональности g_{kk} и g_{mk} имеют размерность проводимостей. Коэффициент с одинаковыми индексами g_{kk} называется *входной проводимостью* и численно равен току на входе цепи, когда действующая э. д. с. на входе равна 1 В:

$$g_{\text{вх}} = g_{kk} = I_k / E_k. \quad (1.53)$$

Следовательно, входная проводимость любой ветви представляет собой отношение тока к э. д. с. в данной ветви (при э. д. с. в остальных

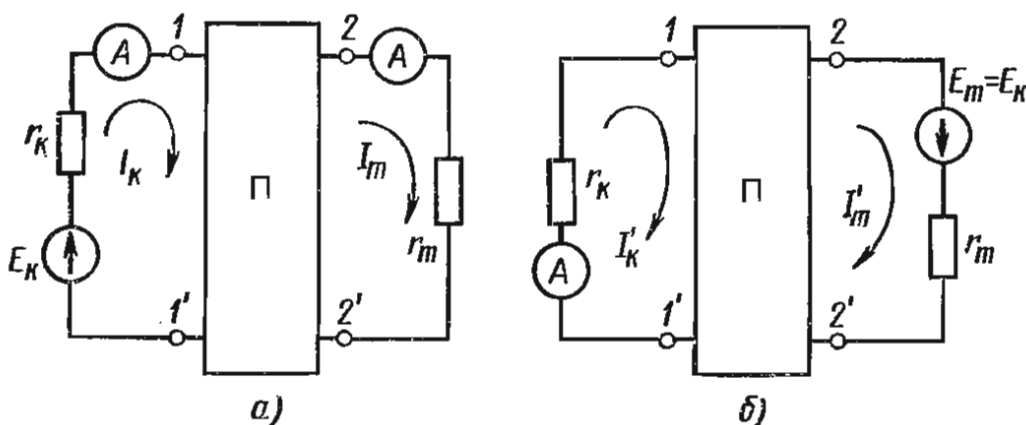


Рис. 1.27

ветвях, равных нулю). Величина, обратная входной проводимости, называется *входным сопротивлением*:

$$r_{вх} = 1/g_{вх} = E_k/I_k. \quad (1.54)$$

Коэффициент с разными индексами g_{mk} называется *взаимной* или *передаточной* (между ветвями m и k) проводимостью. Взаимную проводимость можно определить как величину, равную отношению выходного тока к входному напряжению. Взаимная проводимость численно равна току в выходном контуре m , когда э. д. с., действующая во входном контуре k , равна 1 В:

$$g_{вз} = g_{mk} = I_m/E_k. \quad (1.55)$$

Итак, взаимные проводимости двух любых ветвей можно определить как отношение тока в одной ветви к э. д. с. в другой ветви, когда э. д. с. в остальных ветвях цепи равны нулю. Величину, обратную взаимной проводимости, называют *взаимным сопротивлением* этих ветвей:

$$r_{вз} = r_{mk} = 1/g_{mk}. \quad (1.56)$$

Входные и взаимные проводимости могут быть определены расчетным путем или экспериментально. Определяя входные и взаимные проводимости расчетным путем, необходимо для рассматриваемых ветвей схемы составить уравнения по методу контурных токов, причем необходимо соблюдать условие, чтобы каждая из этих ветвей входила только в один, свой, контур. Затем, найдя определитель системы Δ и алгебраические дополнения, находят проводимости:

$$g_{kk} = \Delta_{kk}/\Delta; \quad (1.57)$$

$$g_{mk} = \Delta_{mk}/\Delta. \quad (1.58)$$

Экспериментальное определение g_{kk} и g_{mk} рассмотрим на примере цепи рис. 1.27, а. В ветвь k включим э. д. с. E_k , а в ветвь m — амперметр для измерения тока. Сняв показания с амперметра, разделим ток ветви m на э. д. с. E_k и найдем значение g_{mk} : $I_m/E_k = g_{mk}$. Для определения входной проводимости g_{kk} ветви k необходимо измерить ток в ветви k , создаваемый э. д. с. E_k , включенной в ветвь k : $g_{kk} = I_k/E_k$.

Входные и взаимные проводимости ветвей могут быть использованы при расчете цепей методами наложения и контурных токов, а также при выводе основных уравнений четырехполюсников и т. д. При передаче сигналов в электрических цепях с одним источником питания важными параметрами, характеризующими режим работы цепи, являются коэффициенты передачи по напряжению и току. *Коэффициентом передачи по напряжению* называется отношение напряжения приемника к напряжению источника э. д. с. цепи, а *коэффициентом передачи по току* — отношение тока в приемнике к току источника тока цепи.

В общем виде коэффициент передачи по напряжению

$$K_{U_{km}} = U_m/E_k; \quad (1.59)$$

коэффициент передачи по току

$$K_{I_{km}} = I_m/I_k = U_m g_m / (E_k g_k). \quad (1.60)$$

Для схемы рис. 1.27, а ток в ветви с сопротивлением r_m равен

$$I_m = E_k \Delta_{mk} / \Delta = E_k g_{mk}.$$

Исключим источник э. д. с. E_k из контура k и включим его в контур m (рис. 1.27, б) $E_m = E_k$ согласно с положительным направлением тока I_m . Тогда методом контурных токов можно определить ток I_k в контуре k с сопротивлением r_k :

$$I_k = E_m \Delta_{km} / \Delta = E_m g_{km}.$$

Так как $E_m = E_k$, а $\Delta_{km} = \Delta_{mk}$ из-за симметрии определителя системы Δ относительно главной диагонали, то ток I_m в схеме рис. 1.27, а окажется равным току I'_k в схеме рис. 1.27, б, что возможно при условии равенства взаимных проводимостей: $g_{mk} = g_{km}$.

Следовательно, если э. д. с., включенная в один из контуров схемы, вызывает в другом контуре ток, то эта же э. д. с., перенесенная в этот, другой, контур, вызовет в первом контуре такой же ток.

Следует отметить, что такое свойство, называемое *свойством взаимности*, справедливо также для напряжений, что можно показать с помощью законов Кирхгофа. Свойство взаимности используют при расчете цепей, когда перенос источника питания из одной ветви в другую ведет к упрощению схемы.

Сущность *принципа компенсации* заключается в возможности заменять любое сопротивление ветви электрической цепи источником э. д. с., причем ток в цепи не изменяется, если сопротивление данной ветви заменять э. д. с., равной напряжению на зажимах ветви и направленной навстречу току в этой ветви.

Рассмотрим электрическую цепь, представляющую собой активный двухполюсник с подключенной к его зажимам ветвью с сопротивлением r , через которую протекает ток I (рис. 1.28, а). Если в эту ветвь помимо сопротивления r включить две э. д. с., направленных противоположно друг другу и численно равных напряжению на сопротивлении r ($E = Ir$) (рис. 1.28, б), то ток в ветви ab не изменится. Однако в этом случае разность потенциалов между точками c и b будет равна нулю, так как $\varphi_b = \varphi_c + E - Ir = \varphi_c$. Следовательно, точки

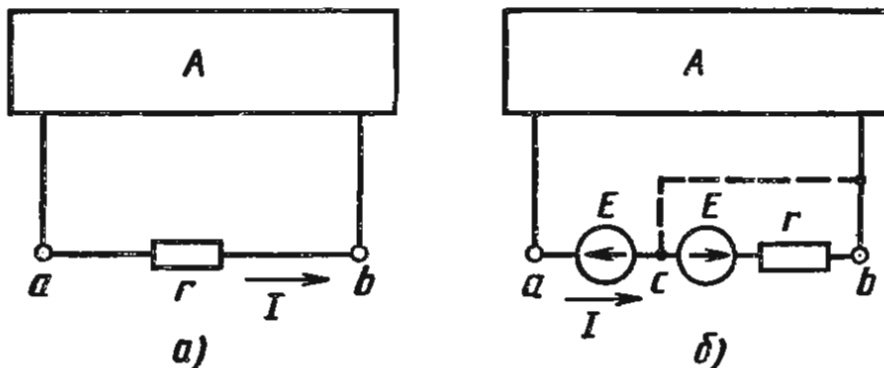


Рис. 1.28

b и c имеют одинаковый потенциал и их можно соединить между собой накоротко. Это означает, что если в ветви ab вместо сопротивления r включена э. д. с. E , то ток в ней не изменяется. Таким образом, любое сопротивление в электрической цепи можно заменить источником э. д. с., направленной навстречу току и равной напряжению на данном сопротивлении.

§ 1.13. Нелинейные электрические цепи постоянного тока

В предыдущих параграфах были рассмотрены линейные цепи, т. е. цепи, сопротивление которых постоянно и не зависит от напряжения и тока. Зависимость тока в элементах цепи от напряжения $I = f(U)$ выражают графически в виде вольт-амперных характеристик. Вольт-амперные характеристики линейных элементов цепи представляют собой прямые линии, проходящие через начало координат (см. рис. 1.1, прямая 2) (у этих элементов сопротивление $r = \text{const}$). Строго говоря, элементов с линейной зависимостью $I(U)$ не существует. Однако, когда эта нелинейность незначительна, цепь можно рассматривать как линейную. В нелинейных элементах с изменением тока их сопротивление меняется и зависимости $I(U)$ получаются нелинейными (см. рис. 1.1, кривая 1).

В различных отраслях техники имеют большое практическое значение электрические цепи, нелинейность которых выражена очень резко. Такие цепи широко используют в устройствах автоматики, вычислительной техники, радиоэлектроники, в измерительной технике и т. д. К нелинейным элементам цепей можно отнести, например, различные электронные, ионные, фотоэлектронные и полупроводниковые приборы, а также ряд других устройств. С помощью нелинейных элементов можно усиливать электрические сигналы, генерировать сигналы различной формы, производить вычислительные операции, преобразовывать переменный ток в постоянный, осуществлять стабилизацию тока и напряжения и т. д.

В зависимости от вида кривых вольт-амперных характеристик нелинейные элементы электрических цепей можно подразделить на элементы с *симметричными* (рис. 1.29, кривая 2) и с *несимметричными* характеристиками (рис. 1.29, кривая 1). Для нелинейных элементов с симметричными характеристиками вид вольт-амперных характеристик не зависит от направления тока в них и напряжения на их зажимах, поэтому такие элементы можно применить в цепях как постоянного, так и переменного тока. Иначе говоря, элементами с симметричными характеристиками можно назвать нелинейные элементы, у которых сопротивления не зависят от направления тока.

У нелинейных элементов с несимметричными характеристиками сопротивление зависит от направления тока и вольт-амперные харак-

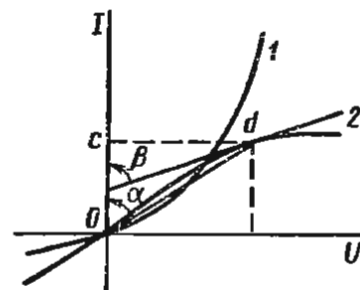


Рис. 1.29

теристики имеют неодинаковый вид при изменении направлений тока. Несимметричными характеристиками обладают, в частности, различные электронные и полупроводниковые приборы. Нелинейные элементы, у которых можно изменять вольт-амперную характеристику, называют *управляемыми*. К ним можно отнести, например, многоэлектродные электронные лампы, транзисторы, тринисторы.

Рассчитывают электрические цепи с нелинейными элементами графически или аналитически. *Графический метод* наиболее распространен при подборе электронных ламп и полупроводниковых приборов. *Аналитический метод* применяют в том случае, когда вольт-амперные характеристики можно с достаточной степенью точности выразить аналитическими функциями. Для расчета нелинейных электрических цепей также применимы законы Ома и Кирхгофа, однако расчет цепей в этом случае значительно сложнее, чем линейных. Это связано с тем, что помимо токов и напряжений в нелинейных цепях неизвестными являются также сопротивления нелинейных элементов. При расчете нелинейных цепей наиболее часто применяется графический метод, который заключается в предварительной замене рассматриваемой цепи эквивалентной схемой с результирующей (эквивалентной) вольт-амперной характеристикой, а затем в обратном переходе к исходной цепи. Если при расчете нелинейной цепи вольт-амперную характеристику нелинейного элемента в некоторых пределах можно заменить прямой линией, то расчет можно свести к расчету линейной цепи.

При расчете нелинейных цепей различают два вида сопротивлений: статическое и дифференциальное. *Статическое сопротивление* r в точке d (рис. 1.29) есть отношение напряжения в данной точке (отрезком cd) к току (отрезком Oc):

$$r = U/I = m_U | cd | / (m_I | Oc |) = m_r \operatorname{tg} \alpha,$$

где $m_r = m_U/m_I$ — масштаб сопротивления.

Таким образом, статическое сопротивление пропорционально тангенсу угла α между прямой, соединяющей точку d с началом координат, и осью токов.

Дифференциальное сопротивление r_d — предел отношения приращения напряжения на нелинейном элементе к приращению тока в нем, когда последнее стремится к нулю. Иными словами, это производная от напряжения по току в масштабе m_r . Дифференциальное сопротивление пропорционально тангенсу угла β между касательной в данной точке d рассматриваемой характеристики и осью токов:

$$r_d = dU/dI = m_r \operatorname{tg} \beta.$$

Применяют также понятие *дифференциальной проводимости* нелинейного элемента:

$$g_d = 1/r_d.$$

Следует отметить, что для линейных участков вольт-амперных характеристик дифференциальное сопротивление есть отношение конечного приращения напряжения к конечному приращению тока:

$$r_d = \Delta U / \Delta I.$$

Электрическая цепь с последовательным соединением нелинейных элементов. Вольт-амперная характеристика любого одиночного нелинейного элемента позволяет определить ток при заданном напряжении или, наоборот, по заданному току определить напряжение. Поэтому при графическом методе расчета цепи с последовательным соединением нелинейных элементов строят результирующую вольт-амперную характеристику путем суммирования абсцисс характеристик отдельных элементов.

В качестве примера рассмотрим нелинейную цепь (рис. 1.30, а), в которой имеется два последовательно соединенных нелинейных элемента с заданными вольт-амперными характеристиками $I(U_1)$ и $I(U_2)$ (рис. 1.30, б). Так как элементы цепи соединены последовательно, то через них проходит один и тот же ток, а напряжение цепи

$$U = U_1 + U_2 = Ir_1 + Ir_2. \quad (1.61)$$

Для определения тока I и напряжений U_1 и U_2 построим согласно (1.61) результирующую вольт-амперную характеристику $I(U)$. Для построения этой характеристики необходимо просуммировать абсциссы зависимостей $I(U_1)$ и $I(U_2)$ при различных значениях тока в цепи. Пользуясь результирующей характеристикой, можно непосредственно находить для любого напряжения U цепи ток и напряжение на нелинейных элементах. Допустим, необходимо по заданному напряжению найти ток в цепи и напряжения на нелинейных элементах с сопротивлениями r_1 и r_2 . Если напряжение U задано отрезком $|Of|$, который в масштабе m_U равен напряжению U , то, проведя перпендикуляр из точки f до пересечения с кривой $I(U)$, найдем ток в цепи I в масштабе m_I , соответствующий отрезку $|fd|$. Затем проводим прямую из точки d параллельно оси абсцисс до пересечения в точке a с осью ординат. Опуская перпендикуляры из точек пересечения b и c прямой da с кривыми $I(U_1)$ и $I(U_2)$ на ось абсцисс, находим отрезки $|Om|$ и $|Ok|$, соответственно равные U_1 и U_2 в масштабе m_U .

Если задан ток I и требуется найти напряжения U , U_1 и U_2 , то по оси ординат откладывают отрезок Oa , равный в масштабе

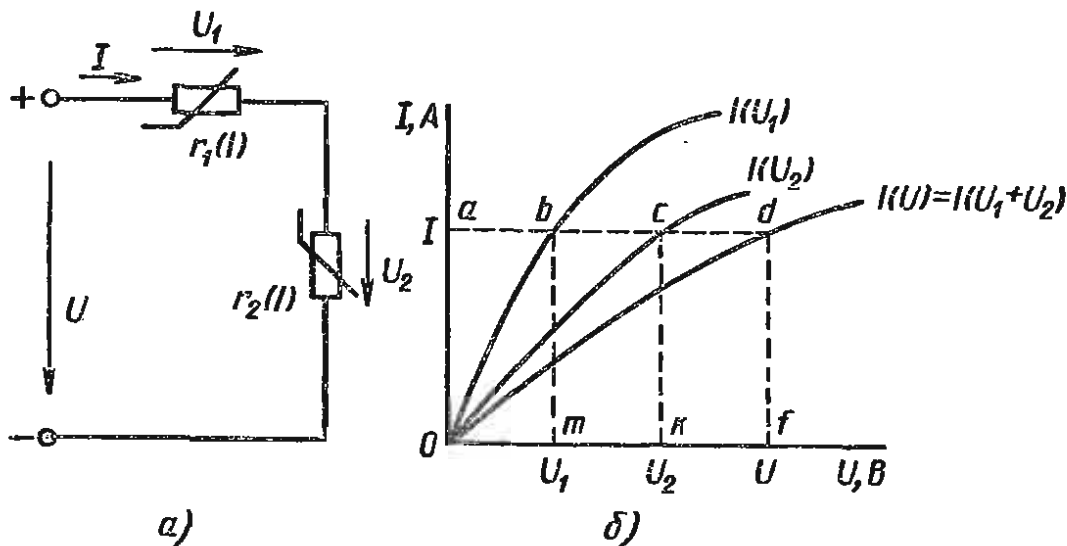


Рис. 1.30

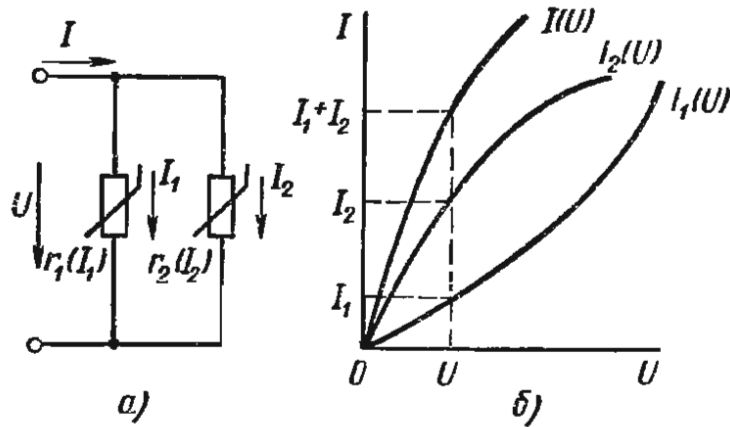


Рис. 1.31

m_I току I , а затем проводят прямую ad , параллельную оси абсцисс, до пересечения с кривой $I(U)$. Из точек пересечения b, c, d прямой ad с кривыми $I(U_1), I(U_2)$ и $I(U)$ опускают перпендикуляры на ось абсцисс и находят отрезки $|Om|, |Ok|, |Of|$, которые в масштабе m_U соответственно равны U_1, U_2 и U .

Аналогично можно рассчитать графическим путем цепь, состоящую из последовательно соединенных нелинейного и линейного элементов, а также состоящую из большого числа последовательно соединенных нелинейных элементов.

Электрическая цепь с параллельным соединением нелинейных элементов. Рассмотрим цепь с параллельным соединением двух нелинейных элементов (рис. 1.31, *a*) и с заданными вольт-амперными характеристиками $I_1(U)$ и $I_2(U)$, а также напряжением U (рис. 1.31, *б*). По заданным характеристикам $I_1(U)$ и $I_2(U)$ можно определить токи I_1 и I_2 в нелинейных элементах, а затем по первому закону Кирхгофа — ток в неразветвленной части цепи $I = I_1 + I_2$. Нелинейные элементы можно заменить одним с характеристикой $I(U)$ (рис. 1.31, *б*), которая будет результирующей характеристикой этих элементов. Так как при параллельном соединении все элементы цепи находятся под одним напряжением U , то для построения результирующей характеристики $I(U)$ достаточно при различных значениях напряжения U просуммировать ординаты вольт-амперных характеристик отдельных элементов. Как и при последовательном соединении нелинейных элементов, пользуясь вольт-амперными характеристиками, можно найти токи I, I_1 и I_2 по заданному напряжению U или решить обратную задачу — по заданному току определить напряжение U .

Если параллельно соединены несколько нелинейных элементов, то аналогичным образом можно построить результирующую характеристику цепи. Заметим, что построение результирующей характеристики при параллельном соединении элементов не требуется, если необходимо найти только токи, которые могут быть найдены непосредственно по характеристикам отдельных элементов. Результирующая характеристика при параллельном соединении необходима только тогда, когда требуется по заданному току определить напряжение цепи.

ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ ОДНОФАЗНОГО
СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА§ 2.1. Элементарный генератор
синусоидальной э. д. с.
Основные характеристики
синусоидального тока

Наиболее широкое применение в электротехнике и радиотехнике получили переменные напряжения и токи, являющиеся периодическими функциями времени. Электрические цепи, в которых э. д. с., напряжения и токи изменяются во времени по синусоидальному закону, называются *цепями переменного синусоидального тока*. Значение переменного тока в любой заданный момент времени называют *мгновенным током i* . Направление переменного тока, для которого его мгновенные значения положительны, считается *положительным*.

Процессы, наблюдаемые в линейных цепях с синусоидально изменяющимися токами и напряжениями, являются простейшими — к ним можно свести процессы, наблюдаемые в цепях с несинусоидально изменяющимися напряжениями и токами. Поэтому анализ более сложных процессов, связанных с прохождением несинусоидальных и непериодических токов, обычно проводят с помощью приемов, разработанных в теории цепей синусоидального тока.

Основным преимуществом синусоидальных токов является то, что они позволяют наиболее экономично осуществлять производство, передачу, распределение и использование электрической энергии. Целесообразность их использования обусловлена тем, что коэффициент полезного действия генераторов, электрических двигателей, трансформаторов и линий электропередач в этом случае оказывается наивысшим. Следует также указать на то, что в процессе эксплуатации электрических цепей при иных формах тока из-за возникновения э. д. с. самоиндукции на отдельных участках цепи могут создаваться значительные перенапряжения. Кроме того, расчет цепей с синусоидальными э. д. с., напряжениями и токами значительно проще, чем расчет цепей с несинусоидальными величинами.

В энергетике, как правило, применяют синусоидальные токи, которые обычно называют *переменными*. В связи, электронике, телемеханике используют несинусоидальные токи, например *импульсные*. Итак, переменные э. д. с., напряжения и токи могут быть весьма разнообразны, однако среди них наиболее часто применяют *периодические*.

Периодическими называются также э. д. с., напряжения и токи, мгновенные значения которых повторяются в одинаковой последовательности через равные промежутки времени (рис. 2.1, а).

Наименьший промежуток времени, в течение которого мгновенные значения переменного тока i принимают все возможные значения, как

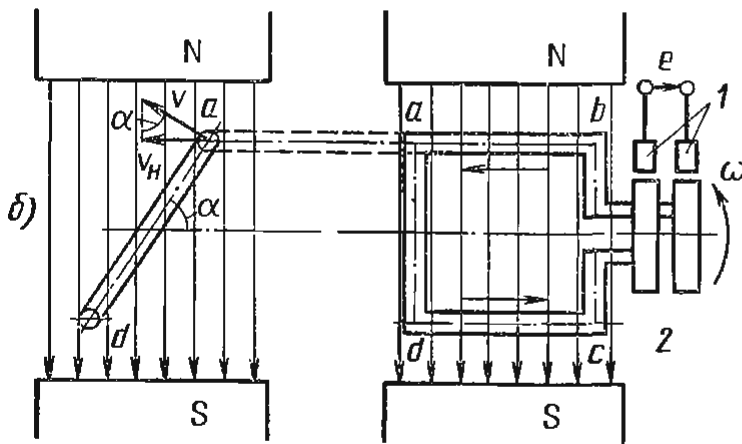
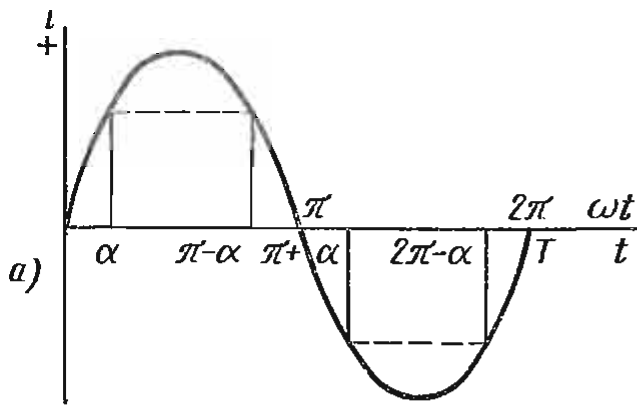


Рис. 2.1

положительные, так и отрицательные, называется *периодом* T . Число периодов переменного тока в 1 с называется *частотой*: $f = 1/T$. Единицей частоты служит герц (Гц), равный одному периоду в секунду: $1 \text{ Гц} = 1 \text{ с}^{-1}$.

Для получения в линейных цепях синусоидально изменяющихся токов необходимо, чтобы э. д. с. также изменялись по синусоидальному закону. Рассмотрим процесс возникновения синусоидальной э. д. с. Простейшим генератором синусоидальной э. д. с. может служить прямоугольная катушка (рамка), равномерно вращающаяся в однородном магнитном поле с угловой

скоростью ω (рис. 2.1, б). Пронизывающий катушку магнитный поток во время вращения катушки $abcd$ наводит (индуцирует) в ней на основании закона электромагнитной индукции э. д. с. e . Нагрузку подключают к генератору с помощью щеток 1, прижимающихся к двум контактными кольцам 2, которые, в свою очередь, соединены с катушкой. Значение наведенной в катушке $abcd$ э. д. с. в каждый момент времени пропорционально магнитной индукции B , размеру активной части катушки $l = ab + dc$ и нормальной составляющей скорости перемещения ее относительно поля v_n :

$$e = Blv_n, \quad (2.1)$$

где B и l — постоянные величины, а v_n — переменная, зависящая от угла α . Выразив скорость v_n через линейную скорость катушки v , получим

$$e = Blv \sin \alpha. \quad (2.2)$$

В выражении (2.2) произведение $Blv = \text{const}$. Следовательно, э. д. с., индуцируемая в катушке, вращающейся в магнитном поле, является синусоидальной функцией угла α .

Если угол $\alpha = \pi/2$, то произведение Blv в формуле (2.2) есть максимальное (амплитудное) значение наведенной э. д. с. $E_m = Blv$. Поэтому выражение (2.2) можно записать в виде

$$e = E_m \sin \alpha. \quad (2.3)$$

Так как α есть угол поворота за время t , то, выразив его через угловую скорость ω , можно записать $\alpha = \omega t$, а формулу (2.3) переписать в виде

$$e = E_m \sin \omega t, \quad (2.4)$$

где e — мгновенное значение э. д. с. в катушке; $\alpha = \omega t$ — фаза, характеризующая значение э. д. с. в данный момент времени.

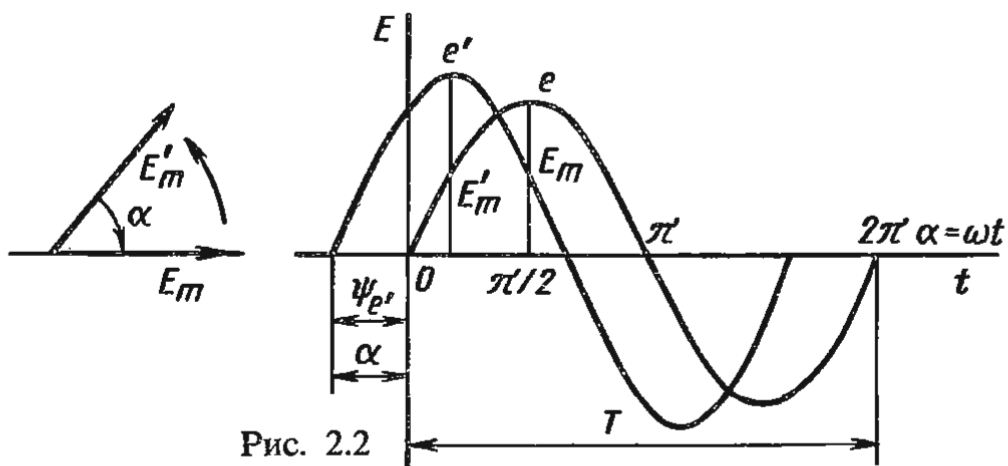


Рис. 2.2

Необходимо отметить, что мгновенную э. д. с. в течение бесконечно малого промежутка времени можно считать величиной постоянной, поэтому для мгновенных значений э. д. с. e , напряжений u и токов i справедливы законы постоянного тока.

Синусоидальные величины можно графически изображать синусоидами и вращающимися векторами. При изображении их синусоидами на ординате в определенном масштабе откладывают мгновенные значения величин, на абсциссе — время. Если синусоидальную величину изображают вращающимися векторами, то длина вектора в масштабе отражает амплитуду синусоиды, угол, образованный с положительным направлением оси абсцисс, в начальный момент времени равен начальной фазе, а скорость вращения вектора равна угловой частоте. Мгновенные значения синусоидальных величин есть проекции вращающегося вектора на ось ординат. Необходимо отметить, что за положительное направление вращения радиуса-вектора принято считать направление вращения против часовой стрелки. На рис. 2.2 построены графики мгновенных значений э. д. с. e и e' .

Если число пар полюсов магнитов $P \neq 1$, то за один оборот катушки (см. рис. 2.1) происходит P полных циклов изменения э. д. с. Если угловая частота катушки (ротора) n оборотов в минуту, то период уменьшится в Pn раз. Тогда частота э. д. с., т. е. число периодов в секунду, $f = Pn/60$.

Из рис. 2.2 видно, что $\omega T = 2\pi$, откуда

$$\omega = 2\pi/T = 2\pi f. \quad (2.5)$$

Величину ω , пропорциональную частоте f и равную угловой скорости вращения радиуса-вектора, называют *угловой частотой*. Угловую частоту выражают в радианах в секунду (рад/с) или в 1/с.

Графически изображенные на рис. 2.2 э. д. с. e и e' можно описать выражениями

$$e = E_m \sin \omega t; \quad e' = E'_m \sin(\omega t + \psi_{e'}).$$

Здесь ωt и $\omega t + \psi_{e'}$ — фазы, характеризующие значения э. д. с. e и e' в заданный момент времени; $\psi_{e'}$ — начальная фаза, определяющая значение э. д. с. e' при $t = 0$. Для э. д. с. e начальная фаза равна нулю ($\psi_e = 0$).

Угол ψ всегда отсчитывают от нулевого значения синусоидальной величины при переходе ее от отрицательных значений к положительным до начала координат ($t = 0$). При этом положительную начальную

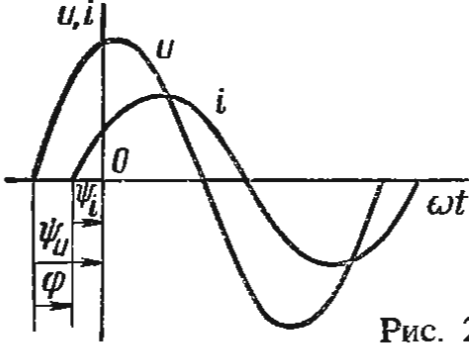


Рис. 2.3

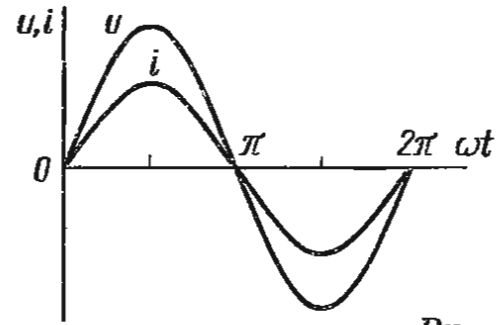


Рис. 2.4

фазу ψ (рис. 2.2) откладывают влево от начала координат (в сторону отрицательных значений ωt), а отрицательную фазу — вправо. Если у двух или нескольких синусоидальных величин, изменяющихся с одинаковой частотой, начала синусоид не совпадают по времени, то они сдвинуты друг относительно друга по фазе, т. е. не совпадают по фазе.

Разность углов ψ , равная разности начальных фаз, называют *углом сдвига фаз*. Сдвиг фаз между одноименными синусоидальными величинами, например между двумя э. д. с. или двумя токами, обозначают α . Угол сдвига фаз между синусоидами тока и напряжения или их максимальными векторами обозначают буквой φ (рис. 2.3).

Когда для синусоидальных величин разность фаз равна $\pm \pi$, то они *противоположны по фазе*, если же разность фаз равна $\pm \pi/2$, то говорят, что они находятся *в квадратуре*. Если для синусоидальных величин одной частоты начальные фазы одинаковы, то это означает, что они *совпадают по фазе*.

Для синусоидальных значений напряжения и тока, графики которых представлены на рис. 2.4, угол сдвига фаз равен нулю ($\varphi = 0$) и начальные фазы, естественно, также равны нулю ($\psi_i = \psi_u = 0$). Такие величины описываются выражениями

$$u = U_m \sin \omega t; \quad i = I_m \sin \omega t.$$

Синусоидальное напряжение и ток, графики которых представлены на рис. 2.3, описываются следующим образом:

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u); \quad i = I_m \sin(\omega t + \psi_i), \quad (2.6)$$

причем угол сдвига фаз между током и напряжением (см. рис. 2.3) в этом случае $\varphi = \psi_u - \psi_i$.

Уравнения (2.6) можно записать иначе:

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_i + \varphi); \quad i = I_m \sin(\omega t + \psi_u - \varphi),$$

поскольку $\psi_u = \psi_i + \varphi$ и $\psi_i = \psi_u - \varphi$.

Из этих выражений следует, что напряжение опережает по фазе ток на угол φ (или ток отстает по фазе от напряжения на угол φ).

Совокупность векторов, изображающих синусоидальные э. д. с., напряжение и ток одной частоты, называют *векторными диаграммами* (рис. 2.5). Построение векторных диаграмм наиболее рационально начинать с момента, когда начальное положение вектора определяется начальной фазой. При начальной фазе $\psi = 0$ вектор в начальный момент располагается по оси абсцисс. На рис. 2.5, а показаны векторы напряжения u и тока i , изображенных синусоидами на рис. 2.4.

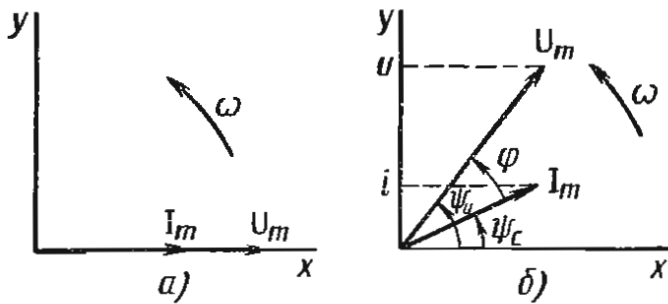


Рис. 2.5

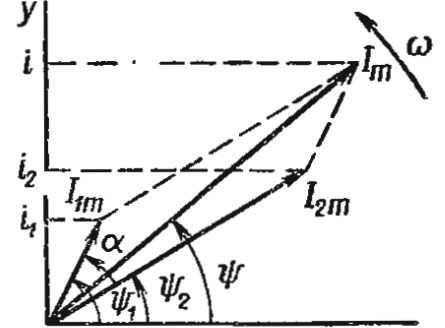


Рис. 2.6

В этом случае при $t = 0$ их мгновенные значения равны нулю. На рис. 2.5, б изображены векторы, соответствующие синусоидам напряжения u и тока i , представленных на рис. 2.3, для которых начальные фазы различны и не равны нулю. Для этих величин при $t = 0$ их мгновенные значения не равны нулю.

Применение векторных диаграмм делает анализ электрической цепи наглядным. В этом методе сложение и вычитание мгновенных значений величин можно заменить сложением и вычитанием их векторов. Так, если необходимо сложить два синусоидальных тока одинаковой частоты $i_1 = I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1)$ и $i_2 = I_{2m} \sin(\omega t + \psi_2)$, то надо в системе прямоугольных координат построить два вектора, длина которых в выбранном масштабе равна соответственно амплитудам токов I_{1m} и I_{2m} , а направления определяются начальными фазами ψ_1 и ψ_2 (рис. 2.6). Если эти векторы вращать с одинаковой угловой скоростью, то их взаимное расположение не изменится и угол сдвига фаз между ними α останется постоянным, равным $\alpha = \psi_1 - \psi_2$. Поэтому для любого момента времени мгновенное значение суммарного тока i равно сумме мгновенных значений токов i_1 и i_2 , т. е. сумма проекций векторов I_{1m} и I_{2m} на ось ординат $i = i_1 + i_2$.

А так как известно, что сумма проекций нескольких векторов на одну и ту же ось равна проекции их геометрической суммы на ту же ось, то вектор I_m будет представлять собой геометрическую сумму векторов I_{1m} и I_{2m} , т. е. соответствовать суммарному синусоидальному току $i = I_m \sin(\omega t + \psi)$; его длина в выбранном масштабе равна амплитуде этого тока, а угол ψ представляет его начальную фазу.

Это справедливо и для случая сложения и вычитания нескольких синусоидальных величин, причем при вычитании векторов производят их сложение, а вычитаемый вектор берут с обратным знаком. Запись геометрического сложения вращающихся векторов производится так же, как и для обычных векторов, находящихся в состоянии покоя.

§ 2.2. Действующее и среднее значения синусоидальных тока, э. д. с. и напряжения

Анализ цепей переменного тока с использованием мгновенных значений э. д. с., напряжения и тока весьма неудобен, поэтому для оценки эффективности действия синусоидально изменяющегося тока его заме-

няют эквивалентным неизменным во времени током, так называемым *действующим*.

Действующим значением периодически изменяющегося тока I (э. д. с., напряжения) называют среднеквадратичное значение тока за период:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (2.7)$$

При прохождении тока I в сопротивлении r за время T выделяется такое же количество тепловой энергии, что и при прохождении синусоидального переменного тока, т. е. эти токи эквивалентны по тепловому воздействию.

Для синусоидального тока интеграл в формуле (2.7) легко берется. Так как начальная фаза ψ не влияет на результат интегрирования, то принимаем $\psi = 0$. Тогда выражение для тока можно записать в виде $i = I_m \sin \omega t$ и, подставив это значение в (2.7), получим

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt}.$$

Вычисляя интеграл под корнем, получаем с учетом того, что $\sin^2 \omega t = (1 - \cos 2\omega t)/2$ и $\int_0^T \cos 2\omega t dt = 0$,

$$\int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt = \frac{I_m^2}{2} \int_0^T dt - \frac{I_m^2}{2} \int_0^T \cos 2\omega t dt = \frac{I_m^2}{2} T.$$

Следовательно, действующее значение синусоидального тока

$$I = I_m / \sqrt{2}. \quad (2.8)$$

Для среднеквадратичных значений синусоидальных э. д. с. и напряжения за один период также имеем

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}, \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt},$$

т. е. окончательно

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

Измерительные приборы переменного тока наиболее распространенных систем (электромагнитной, электродинамической, электростатической и тепловой) измеряют действующие значения переменных токов и напряжений; следовательно, их шкалы отградуированы соответственно в действующих значениях.

В технике переменных токов пользуются также понятием *среднего значения* тока (напряжения, э. д. с.). Под средним значением периодических функций в общем случае понимают их среднеарифметические значения за период.

Однако среднее значение синусоидальной функции за период равно нулю. Поэтому за средние значения синусоидального тока, напряжения и э. д. с. принято принимать их среднеарифметические значения за положительный полупериод. Если ток $i = I_m \sin \omega t$, тогда среднее значение тока

$$I_{\text{cp}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} i dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t dt = \frac{2}{\pi} I_m. \quad (2.9)$$

Аналогично определяются средние значения напряжения и э. д. с.:

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

Для оценки периодических величин вводят *коэффициенты формы периодических кривых* K_ϕ и *амплитуды* K_a .

Отношение действующего значения тока (напряжения или э. д. с.) к среднему значению называется коэффициентом периодической формы кривой:

$$K_\phi = I/I_{\text{cp}}. \quad (2.10)$$

Отношение амплитудного значения тока (напряжения или э. д. с.) к действующему значению называется коэффициентом амплитуды:

$$K_a = I_m/I. \quad (2.11)$$

Для синусоидального тока

$$K_\phi = \frac{I}{I_{\text{cp}}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2I_m} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1,11;$$

$$K_a = I_m/I = \sqrt{2} \approx 1,41.$$

§ 2.3. Представление синусоидальных функций времени комплексными числами

Применение векторных диаграмм для анализа цепей переменного тока, несмотря на простоту и наглядность, не всегда дает достаточную точность при расчетах. *Комплексный метод* объединяет в себе простоту векторных диаграмм с возможностью производить расчеты с любой заданной степенью точности. Этот метод позволяет при различных операциях с электрическими величинами учитывать как абсолютные значения этих величин (модули), так и их фазы (аргументы).

Комплексный метод основан на представлении векторов в комплексной плоскости и на записи их комплексными числами. Это позволяет

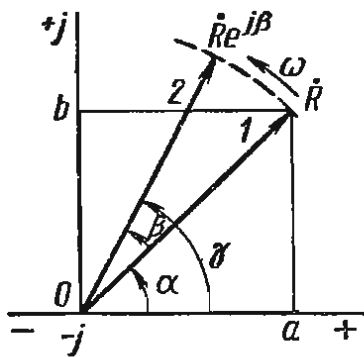


Рис. 2.7

для цепей синусоидального тока применять законы Ома и Кирхгофа и вытекающие из них методы расчета цепей в той же форме, что и для цепей постоянного тока. Каждому вектору на комплексной плоскости соответствует определенное комплексное число, которое можно записать в алгебраической, тригонометрической и показательной форме.

Комплексная плоскость представляет собой прямоугольную систему координат (рис. 2.7), подобно плоскости декартовых координат. Ось

абсцисс на комплексной плоскости является вещественной осью и обозначается (+); (-), а ось ординат — мнимой и обозначается (+j), (-j), где $j = \sqrt{-1}$. По вещественной оси откладывают действительную часть комплексного числа a , по мнимой оси — мнимую часть комплексного числа jb . Комплексную величину отмечают точкой ($\dot{U}, \dot{E}, \dot{I}, \dot{\Phi}$ и т. д.) или подчеркивают снизу ($\underline{Z}, \underline{Y}, \underline{\gamma}$ и т. д.). *Комплексным числом* (или просто *комплексом*) называют сумму действительного и мнимого чисел, например для рис. 2.7

$$\dot{R} = a + jb = R \cos \alpha + jR \sin \alpha = Re^{j\alpha}, \quad (2.12)$$

где $R = \sqrt{a^2 + b^2}$ — модуль комплекса, равный длине вектора, изображающего комплексное число; $\alpha = \arctg(b/a)$ — аргумент комплексного числа, т. е. угол между осью вещественных чисел и вектором, изображающим комплексное число; $\cos \alpha + j \sin \alpha = e^{j\alpha}$ — формула Эйлера; e — основание натурального логарифма.

В (2.12) представлены три формы записи комплексного числа: алгебраическая, тригонометрическая и показательная.

За положительное направление вращения вектора на комплексной плоскости принимают направление вращения против часовой стрелки. Поэтому положительный угол α откладывают от полуоси вещественных чисел против часовой стрелки, а отрицательный угол ($-\alpha$) — по часовой стрелке. Если имеется отрицательный угол ($-\alpha$), то формула Эйлера принимает вид

$$e^{-j\alpha} = \cos(-\alpha) + j \sin(-\alpha) = \cos \alpha - j \sin \alpha.$$

Таким образом, в общем виде имеем следующие выражения для комплексного числа:

$$\dot{R} = a \pm jb = R(\cos \alpha \pm j \sin \alpha) = Re^{\pm j\alpha}.$$

Если вектор \mathbf{R} повернуть из положения 1 в положение 2 (рис. 2.7), то в комплексной форме это запишется как

$$Re^{j\gamma} = Re^{j(\alpha+\beta)} = Re^{j\alpha}e^{j\beta} = \dot{R}e^{j\beta}.$$

Следовательно, умножение комплексного числа на множитель типа $e^{\pm j\beta}$ равносильно повороту вектора на комплексной плоскости на угол $\pm\beta$. Поэтому множитель $e^{\pm j\beta}$ называют *поворотным* или *оператором поворота вектора*.

Рассмотрим формулу Эйлера, считая, что $\beta = \pi/2$:

$$e^{\pm j\pi/2} = \cos \frac{\pi}{2} \pm j \sin \frac{\pi}{2} = \pm j.$$

Умножение комплексного числа на $\pm j$ равносильно повороту вектора на комплексной плоскости на угол $\pm \pi/2$. Если взять, например, комплекс $\dot{R} = a + jb$, то, умножив его на j , получим $\dot{R}j = -b + ja$, что при его графическом построении на комплексной плоскости соответствует повороту вектора \mathbf{R} на угол $\pi/2$ в положительном направлении, т. е. против часовой стрелки.

Считая угол поворотного множителя функцией времени, т. е. $\beta = \omega t$, получаем множитель, или оператор вращения $e^{j\omega t}$. Это означает, что если вектор умножить на $e^{j\omega t}$, то он станет радиус-вектором, вращающимся со скоростью ω :

$$\dot{R} = Re^{j\alpha} e^{j\omega t} = Re^{j(\omega t + \alpha)}.$$

Это выражение называется комплексной функцией времени или комплексным мгновенным значением.

Производная от комплексной функции времени равна

$$\frac{d}{dt} [Re^{j(\omega t + \alpha)}] = \frac{d}{dt} [Re^{j\omega t} e^{j\alpha}] = j\omega Re^{j\omega t} e^{j\alpha} = j\omega Re^{j(\omega t + \alpha)}. \quad (2.13)$$

Интеграл от комплексной функции времени

$$\int Re^{j(\omega t + \alpha)} dt = \int Re^{j\omega t} e^{j\alpha} dt = \frac{1}{j\omega} Re^{j\omega t} e^{j\alpha} = \frac{1}{j\omega} Re^{j(\omega t + \alpha)}. \quad (2.14)$$

Выражения (2.13) и (2.14) показывают, что дифференцирование и интегрирование комплексных функций времени можно заменить соответственно умножением или делением их на $j\omega$.

Операции сложения, вычитания, умножения и деления синусоидальных функций производят путем сложения, вычитания, умножения и деления векторов на комплексной плоскости.

Два комплексных числа $a + jb$ и $c + jd$ будут равны, если равны их действительные и мнимые части, т. е. когда $a = c$, $b = d$. Два комплексных числа $a + jb$ и $a - jb$ называют сопряженными, причем $(a + jb)(a - jb) = a^2 + b^2$.

Произведение комплексных чисел, например $\dot{R}_1 \dot{R}_2$, является комплексным числом, которому на комплексной плоскости соответствует вектор \mathbf{R} :

$$\dot{R} = \dot{R}_1 \dot{R}_2 = R_1 e^{j\alpha} R_2 e^{j\beta} = R_1 R_2 e^{j(\alpha + \beta)} = Re^{j\gamma}. \quad (2.15)$$

Итак, вектор произведения комплексных чисел имеет длину, равную произведению их модулей, а угол γ относительно вещественной положительной оси равен сумме углов векторов сомножителей.

При делении комплексных чисел получается комплексное число, модуль которого равен частному от деления модулей, а угол — разности углов исходных комплексных чисел:

$$\dot{R} = \dot{R}_1 / \dot{R}_2 = R_1 e^{j\alpha} / (R_2 e^{j\beta}) = R_1 e^{j(\alpha - \beta)} / R_2 = Re^{j\gamma}. \quad (2.16)$$

Рассмотрим на комплексной плоскости вращающийся вектор $\dot{U}_m e^{j\omega t}$, изображающий синусоидальное напряжение $u = U_m \sin(\omega t + \psi)$ и состав-

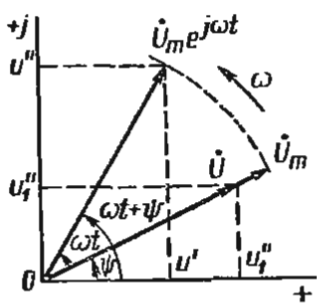


Рис. 2.8

ляющий с осью вещественных чисел угол $\omega t + \psi$ (рис. 2.8). Запишем этот вектор в виде комплексного числа в трех формах:

$$\begin{aligned} \dot{U}_m e^{j\omega t} &= u' + ju'' = U_m \cos(\omega t + \psi) + \\ &+ jU_m \sin(\omega t + \psi) = U_m e^{j(\omega t + \psi)} = U_m e^{j\psi} e^{j\omega t}. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Здесь $U_m e^{j\psi} = \dot{U}_m$ — комплексное число, соответствующее положению вектора в начальный момент времени и называемое *комплексной амплитудой*; ψ — начальная фаза; $e^{j\omega t}$ — множитель вращения, который является

оператором поворота вектора на угол ωt относительно начального положения вектора.

Таким образом, мнимая составляющая комплексного числа и вектора на комплексной плоскости представляет собой синусоидальное напряжение

$$\begin{aligned} u'' &= U_m \sin(\omega t + \psi) = \text{Im} [U_m e^{j(\omega t + \psi)}] = \\ &= \text{Im} [U_m \cos(\omega t + \psi) + jU_m \sin(\omega t + \psi)]. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Здесь символ Im означает, что от комплексной функции времени, записанной в квадратных скобках, берется только мнимая часть.

В уравнении (2.17) вещественная часть вектора комплексного числа на комплексной плоскости представляет собой косинусоидальную функцию времени, мгновенное значение которой

$$\begin{aligned} u' &= U_m \cos(\omega t + \psi) = \text{Re} [U_m \cos(\omega t + \psi) + jU_m \sin(\omega t + \psi)] = \\ &= \text{Re} [U_m e^{j(\omega t + \psi)}] = \text{Re} [\dot{U}_m e^{j\omega t}]. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Здесь символ Re обозначает вещественную часть комплексной функции времени, записанной в скобках. На рис. 2.8 мгновенное значение u' можно определить графически как проекцию вращающегося вектора $\dot{U}_m e^{j\omega t}$ на ось вещественных чисел.

Обычно на комплексной плоскости откладывают комплексы действующих значений, т. е. при расчете цепей синусоидального тока необходимо знать только действующие значения для синусоидальных функций времени и их сдвиг по фазе друг относительно друга.

Если выражение $\dot{U}_m = U_m e^{j\psi}$ есть комплексная амплитуда напряжения, то соответственно комплексное действующее значение напряжения, или просто комплексное напряжение,

$$\dot{U} = \frac{\dot{U}_m}{\sqrt{2}} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j\psi} = U e^{j\psi} = U \cos \psi + jU \sin \psi = u' + ju''.$$

Этот комплекс напряжения на комплексной плоскости изображается неподвижным вектором \dot{U} . Если необходимо получить выражение для мгновенного значения напряжения (э. д. с., тока), зная соответственно значение комплексного напряжения \dot{U} , то для этого вначале необходимо заданный комплекс умножить на $\sqrt{2}$, получив тем самым комплексную амплитуду, а затем, умножив еще на $e^{j\omega t}$, получить комплексную функцию времени. Взяв от комплексной функции времени мнимую часть, находят искомое мгновенное значение u'' .

§ 2.4. Законы Кирхгофа в комплексной форме

Для узла электрической цепи переменного тока можно записать, что сумма мгновенных значений токов, направленных к узлу, равна сумме мгновенных значений токов, направленных от него, или алгебраическая сумма мгновенных значений токов в узле равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n i_k = 0.$$

Для синусоидальных токов одной и той же частоты, представляя их мгновенные значения комплексными, можно записать

$$\sum_{k=1}^n \dot{I}_k = 0, \quad (2.20)$$

т. е. что алгебраическая сумма комплексов токов, сходящихся в узловой точке, равна нулю.

В любом замкнутом контуре электрической цепи переменного тока алгебраическая сумма мгновенных значений действующих в контуре э. д. с. равна алгебраической сумме мгновенных значений падений напряжения на отдельных участках контура.

Следовательно, записав э. д. с., токи и сопротивления в комплексной форме, для любого замкнутого контура имеем

$$\sum_{k=1}^n \dot{E}_k = \sum_{k=1}^n \dot{I}_k \underline{Z}_k, \quad (2.21)$$

т. е. что в любом замкнутом контуре алгебраическая сумма комплексов э. д. с. равна алгебраической сумме комплексов падений напряжений в этом контуре.

При составлении уравнений по второму закону Кирхгофа сначала выбирают направление обхода контура, причем комплексы э. д. с. и токов, совпадающих по направлению с направлением обхода, обычно берут со знаком плюс, а не совпадающих — со знаком минус.

§ 2.5. Резистивный элемент в цепи синусоидального тока

Резистивный элемент характеризуется активным сопротивлением r , которое является его параметром. Этот элемент в электрических цепях отражает наличие необратимых процессов преобразования электрической энергии в другие виды энергии, например поглощение электрической энергии в проводнике и переход ее в тепловую энергию, которая рассеивается в окружающее пространство. Резистивный элемент в схемах замещения может учитывать также потери энергии в магнитном сердечнике катушки.

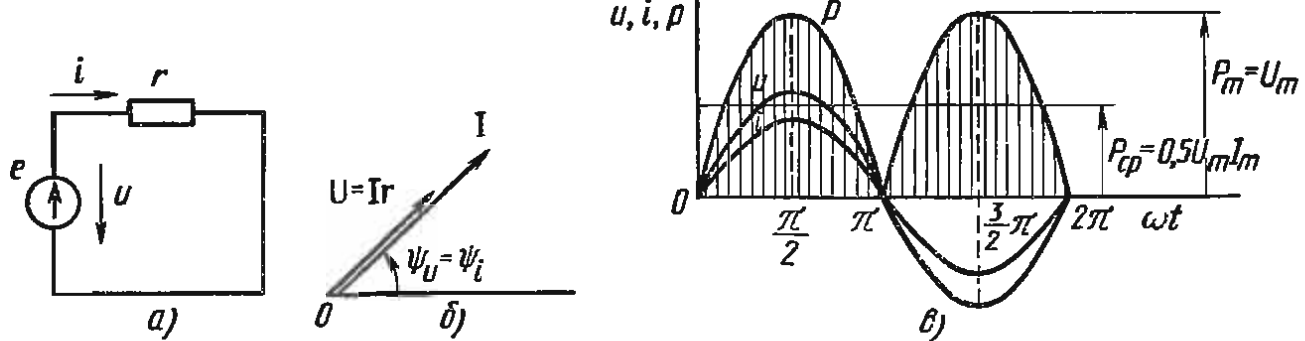


Рис. 2.9

Активное сопротивление любого проводника больше его омического сопротивления, т. е. сопротивления этого проводника постоянному току, так как плотность переменного тока из-за поверхностного эффекта неравномерна по сечению проводника. В результате поверхностного эффекта происходит вытеснение тока к поверхности и сопротивление проводника возрастает, а следовательно, растут и потери энергии на нагрев проводника.

На рис. 2.9, а представлена схема замещения, в которой имеется резистивный элемент с активным сопротивлением r . На вход цепи подается синусоидальное напряжение

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u). \quad (2.22)$$

Мгновенное значение тока в данной цепи, согласно закону Ома, $i = u/r$. Выразив напряжение u через амплитудное значение, получим

$$i = \frac{U_m}{r} \sin(\omega t + \psi_u) = I_m \sin(\omega t + \psi_u), \quad (2.23)$$

или

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i), \quad (2.24)$$

где $\psi_u = \psi_i$. Если $\sin(\omega t + \psi_i) = 1$, то

$$i = I_m = U_m/r. \quad (2.25)$$

Разделив левую и правую части уравнения (2.25) на $\sqrt{2}$, получим закон Ома для цепи с активным сопротивлением, в котором напряжение и ток выражены действующими значениями:

$$I = U/r. \quad (2.26)$$

Из выражений (2.22) и (2.24) следует, что в цепи синусоидального тока с активным сопротивлением ток и напряжение совпадают по фазе, т. е. $\psi_u = \psi_i$. Это наглядно видно из рис. 2.9, б, на котором построена векторная диаграмма для действующих тока и напряжения.

Мгновенная мощность электрической цепи с активным сопротивлением равна произведению мгновенных значений напряжения и тока:

$$p = ui = U_m \sin(\omega t + \psi_u) I_m \sin(\omega t + \psi_i) = U_m I_m \sin^2(\omega t + \psi_u), \quad (2.27)$$

где $\psi_u = \psi_i$.

Мгновенная мощность (рис. 2.9, в) остается весь период положительной. Это означает, что электрическая мощность в цепи с активным сопро-

тивлением r , поступающая на резистивный элемент из сети, полностью преобразуется в нем в тепловую энергию и, нагревая его, рассеивается в окружающее пространство. Заштрихованная на рисунке площадь равна преобразованной в теплоту энергии.

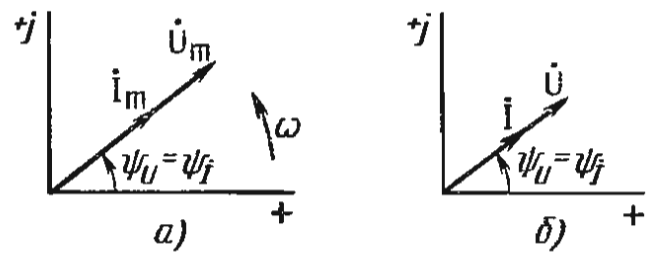


Рис. 2.10

Среднее значение мощности представляет собой ее среднеарифметическое значение за период

$$\begin{aligned}
 P_{\text{cp}} &= \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_m I_m \sin^2(\omega t + \psi_u) \, dt = \\
 &= \frac{U_m I_m}{T} \int_0^T \frac{1 - \cos(2\omega t + \psi_u)}{2} \, dt = \frac{U_m I_m}{2} = UI, \quad (2.28)
 \end{aligned}$$

где $\psi_u = \psi_i$ (рис. 2.9, б). Если в (2.28) напряжение $U = Ir$, то

$$P_{\text{cp}} = P = I^2 r. \quad (2.29)$$

Выражение (2.29) показывает, что средняя мощность в электрической цепи равна активной мощности P , которая преобразуется в активном сопротивлении r в тепловую энергию.

Чтобы записать законы Ома цепи с активным сопротивлением в комплексной форме, необходимо выразить максимальные значения напряжения и тока в комплексном виде. Согласно уравнениям (2.22) и (2.24), имеем

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}; \quad \dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}, \quad (2.30)$$

где $\psi_u = \psi_i$. В соответствии с уравнением (2.25) амплитуду напряжения можно выразить через амплитуду тока $U_m = I_m r$, получив в результате выражение для напряжения, записанное в комплексном виде:

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u} = \dot{I}_m r = I_m e^{j\psi_u} r, \quad (2.31)$$

откуда

$$\dot{I}_m = \dot{U}_m / r. \quad (2.32)$$

Из формулы (2.31) следует, что в цепи с активным сопротивлением вектор максимального напряжения совпадает по фазе с вектором максимального тока, что проиллюстрировано векторной диаграммой на рис. 2.10, а.

Разделив левую и правую части уравнения (2.32) на $\sqrt{2}$, получим закон Ома для цепи с активным сопротивлением, выраженный через комплексы действующих значений напряжения и тока:

$$\dot{I} = \dot{U} / r. \quad (2.33)$$

Векторная диаграмма комплексов действующих значений напряжения и тока показана на рис. 2.10, б.

Таким образом, согласно закону Ома в комплексной форме, для цепи с активным сопротивлением комплекс тока равен комплексу напряжения, деленному на сопротивление r .

§ 2.6. Индуктивный элемент в цепи синусоидального тока

Обмотки электрических машин и аппаратов, а также индуктивные катушки, используемые в различных устройствах радиоэлектроники, характеризуются параметром *индуктивность* L . Любая катушка наряду с L обладает также определенным активным сопротивлением r .

Рассмотрим катушку с индуктивностью L , активным сопротивлением которой можно пренебречь ($r \approx 0$), т. е. идеальную катушку (рис. 2.11, а). Пусть через нее проходит синусоидальный ток

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i). \quad (2.34)$$

Этот ток вызывает в катушке э. д. с. самоиндукции

$$e_L = -L \frac{di}{dt} = -\omega L I_m \cos(\omega t + \psi_i) = E_{Lm} \sin\left(\omega t + \psi_i - \frac{\pi}{2}\right). \quad (2.35)$$

Из формулы (2.35) следует, что э. д. с. самоиндукции отстает по фазе от тока на угол $\pi/2$ (рис. 2.11, б). Если $\sin(\omega t + \psi_i - \pi/2) = 1$, то $E_{Lm} = I_m \omega L$, а действующее значение э. д. с. самоиндукции

$$E_L = I \omega L. \quad (2.36)$$

Напряжение на индуктивности

$$u_L = -e_L = -\omega L I_m \sin(\omega t + \psi_i - \pi/2) = \omega L I_m \times \sin(\omega t + \psi_i + \pi/2) = U_{Lm} \sin(\omega t + \psi_i + \pi/2). \quad (2.37)$$

Сопоставляя уравнения (2.34) и (2.37), можно утверждать, что напряжение на индуктивности изменяется, как и ток, по синусоидальному закону и что напряжение опережает ток на угол $\pi/2$ (рис. 2.11, б).

Если $\sin(\omega t + \psi_i + \pi/2) = 1$, то $U_{Lm} = I_m \omega L$, откуда

$$I_m = U_{Lm}/(\omega L). \quad (2.38)$$

Разделив правую и левую части (2.38) на $\sqrt{2}$, получим закон Ома для цепи с индуктивностью

$$I = U/(\omega L) = U/X_L \quad (2.39)$$

где X_L — *реактивное сопротивление индуктивности*, или *индуктивное сопротивление*. Это сопротивление учитывает реакцию электрической цепи на изменение магнитного потока в индуктивности. Размерность

$$[X_L] = [\omega L] = \frac{1}{c} \text{ Гн} = \frac{1}{c} \text{ Ом} \cdot \text{с} = \text{Ом}.$$

Видно, что индуктивное сопротивление $X_L = \omega L = 2\pi f L$ пропорционально частоте.

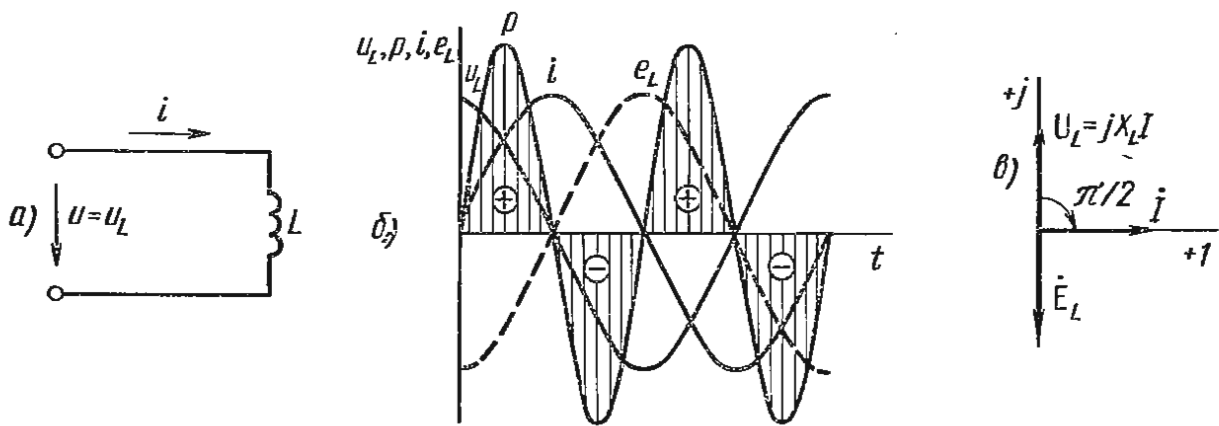


Рис. 2.11

Мгновенная мощность, выделяемая в индуктивном элементе,

$$\begin{aligned}
 p_L &= u_L i = U_{Lm} \sin(\omega t + \psi_i + \pi/2) I_m \sin(\omega t + \psi_i) = \\
 &= \frac{U_{Lm} I_m}{2} \sin(2\omega t + 2\psi_i) = U_L I \sin(2\omega t + 2\psi_i), \quad (2.40)
 \end{aligned}$$

откуда следует, что мгновенная мощность в цепи с индуктивностью изменяется, как и ток, синусоидально, причем с частотой в два раза большей, чем частота тока (рис. 2.11, б). Из рис. 2.11, б также видно, что за первую четверть периода, когда мощность положительна и ток возрастает от 0 до I_m , электрическая энергия поступает из электрической сети в индуктивный элемент, где она затрачивается на создание магнитного поля, причем ее затраты максимальны к концу первой четверти периода $W_L = LI_m^2/2$, т. е. когда ток станет максимальным. Во вторую четверть периода ток убывает от I_m до нуля, напряжение и мощность отрицательны, а энергия магнитного поля, накопленная в индуктивном элементе, полностью выделяется в электрическую сеть. Во втором полупериоде картина повторяется. Следовательно, среднее значение мощности (активная мощность) цепи с идеальной катушкой за период равна нулю:

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt = 0.$$

Итак, в цепи с индуктивным элементом непрерывно происходит обмен энергией между сетью (источником) и магнитным полем индуктивного элемента. Этот процесс протекает без потерь энергии на нагревание проводников электрической цепи, т. е. в цепи идет незатухающий и обратительный процесс обмена энергией. Амплитуду колебания мощности в цепи с идеальной катушкой принято называть реактивной индуктивной мощностью:

$$Q_L = U_L I = I^2 X_L.$$

Согласно (2.34) и (2.37), комплексные амплитуды тока и напряжения

$$\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i},$$

$$\dot{U}_{Lm} = U_{Lm} e^{j(\psi_i + \pi/2)} = \omega L I_m e^{j\psi_i} e^{j\pi/2} = \omega L \dot{I}_m e^{j\pi/2} = j\omega L \dot{I}_m,$$

где $j = e^{j\pi/2}$.

Действующие комплексы тока и напряжения

$$\dot{I} = I e^{j\psi_i}; \quad \dot{U}_L = j\omega L \dot{I}. \quad (2.41)$$

На рис. 2.11, в представлено векторное изображение комплексных величин \dot{I} , \dot{U}_L , \dot{E}_L для $\psi_i = 0$. Из уравнения (2.41) получаем закон Ома в комплексной форме для цепи с индуктивным элементом:

$$\dot{I} = \dot{U}_L / (j\omega L) = \dot{U}_L / (jX_L), \quad (2.42)$$

где $jX_L = j\omega L$ — комплекс индуктивного сопротивления.

§ 2.7. Емкостный элемент в цепи синусоидального тока

Емкостный элемент представляет собой идеальный конденсатор, между обкладками которого содержится идеальный диэлектрик, т. е. диэлектрик, в котором отсутствует ток проводимости и, следовательно, не существует тепловых потерь. К зажимам электрической цепи, содержащей емкостный элемент (рис. 2.12, а), приложено синусоидальное напряжение

$$u_C = U_{cm} \sin(\omega t + \psi_u). \quad (2.43)$$

Ток в такой цепи есть движение зарядов к обкладкам конденсатора

$$i = dq/dt, \quad (2.44)$$

но так как $q = Cu_C$, то $dq = Cdu_C$ и, следовательно,

$$i = Cdu_C/dt. \quad (2.45)$$

При синусоидальном напряжении в цепи ток

$$i = C \frac{d[U_{cm} \sin(\omega t + \psi_u)]}{dt} = \omega C U_{cm} \cos(\omega t + \psi_u) = I_m \sin(\omega t + \psi_u + \pi/2). \quad (2.46)$$

Таким образом, ток в цепи с идеальным конденсатором, как и напряжение на емкости, изменяется по синусоидальному закону, причем ток опережает напряжение по фазе на угол $\pi/2$. Иначе напряжение отстает от тока по фазе на угол $\pi/2$, что видно из векторной диаграммы (рис. 2.12, б) и графика мгновенных значений (рис. 2.12, в).

Следует помнить, что постоянный ток в цепи с идеальным конденсатором существовать не может, так как явления протекания тока в такой цепи связаны с существованием тока смещения, поэтому конденсатор в цепи постоянного тока разрывает цепь.

Амплитуда тока цепи с емкостным элементом

$$I_m = \omega C U_{cm}$$

Действующее значение тока (закон Ома цепи с емкостью) имеет вид

$$I = \omega C U_C = \frac{U_C}{1/(\omega C)} = \frac{U_C}{X_C}, \quad (2.47)$$

где $X_C = 1/(\omega C) = 1/(2\pi f C)$ — реактивное сопротивление емкости, Ом, или просто емкостное сопротивление, которое учитывает реакцию электрической цепи на изменение электрического поля в конденсаторе, причем значение этого сопротивления обратно пропорционально частоте.

Мгновенная мощность p в цепи с емкостным элементом

$$\begin{aligned} p &= u c i = U_{Cm} I_m \sin(\omega t + \psi_u) \sin(\omega t + \psi_u + \pi/2) = \\ &= \frac{U_{Cm} I_m}{2} \sin(2\omega t + \psi_u) = U_C I \sin(2\omega t + \psi_u). \end{aligned} \quad (2.48)$$

Из выражения (2.48) следует, что мгновенная мощность изменяется по синусоидальному закону с удвоенной частотой по сравнению с током.

Среднее значение мощности за период для цепи с идеальным конденсатором, как видно из графика рис. 2.12, в, равно нулю:

$$P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt = 0.$$

Рассмотрим, как протекают процессы в цепи с емкостным элементом. Из рис. 2.12, в (для случая, когда начальная фаза напряжения равна нулю) видно, что в первую четверть периода напряжение на конденсаторе возрастает, ток положителен — происходит зарядка конденсатора, т. е. накопление энергии в электрическом поле конденсатора за счет электрической энергии сети, поступающей к конденсатору. Накопленная в конденсаторе за первую четверть периода энергия электрического поля равна $W_C = C U_{Cm}^2 / 2$. В течение второй четверти периода напряжение на конденсаторе убывает, ток и мощность отрицательны — происходит разрядка конденсатора и энергия электрического поля отдается в сеть. Следовательно, в цепи с идеальным конденсатором происходит непрерывный периодический процесс обмена энергией между конденсатором и сетью, причем процесс идет без потерь энергии.

Амплитуду колебания мощности в цепи с емкостью называют реактивной емкостной мощностью:

$$Q_C = U_C I = I^2 X_C. \quad (2.49)$$

Реактивную емкостную мощность выражают в вольт-амперах реактивных (вар).

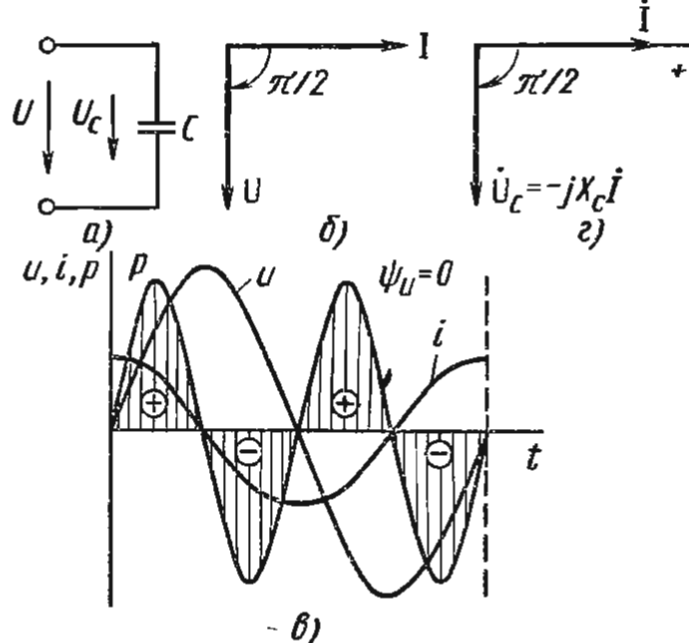


Рис. 2.12

Запишем для участка цепи с идеальным конденсатором закон Ома в комплексной форме, для чего вначале представим напряжение и ток в комплексной форме: $\dot{U}_C = U_C e^{j\psi_u}$;

$$\dot{I} = I e^{j(\psi_u + \pi/2)} = \frac{U_C}{X_C} e^{j\psi_u} e^{j\pi/2} = j \frac{\dot{U}_C}{X_C}.$$

Закон Ома для цепи с идеальным конденсатором имеет вид

$$\dot{I} = \dot{U}_C / (-jX_C), \quad (2.50)$$

где $-jX_C$ — комплекс емкостного сопротивления.

На рис. 2.12, *г* построены векторы действующих значений напряжения и тока на идеальном конденсаторе, когда $\psi_u = 0$.

§ 2.8. Последовательное соединение резистивного, индуктивного и емкостного элементов в цепи синусоидального тока

Согласно второму закону Кирхгофа, уравнение для мгновенных значений напряжения в цепи рис. 2.13, *а* имеет вид

$$u = u_r + u_L + u_C. \quad (2.51)$$

Так как в данном случае общим для всех участков является ток, то целесообразно, чтобы начальная фаза тока была равна нулю, т. е. $\psi_i = 0$. Тогда, выразив в (2.51) напряжения через ток и сопротивления участков цепи, получим

$$u = I_m r \sin \omega t + I_m X_L \sin(\omega t + \pi/2) + I_m X_C \sin(\omega t - \pi/2). \quad (2.52)$$

Известно, что напряжение на резистивном элементе совпадает по фазе с током цепи, на индуктивном элементе напряжение опережает ток на угол $\pi/2$, а напряжение на емкости отстает от тока на угол $\pi/2$. Если $X_L > X_C$, то и $U_L > U_C$, так как $U_L = IX_L$, а $U_C = IX_C$. Иначе говоря, если в цепи преобладает индуктивное сопротивление, то напряжение опережает ток на угол φ (рис. 2.13, *б*) и мгновенное значение напряжения цепи можно описать выражением $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$.

Если $X_C > X_L$, то и $U_C > U_L$. Иначе говоря, если в цепи преобладает емкостное сопротивление, то напряжение отстает от тока на угол φ (рис. 2.13, *в*) и выражение для мгновенного значения напряжения в цепи имеет вид $u = U_m \sin(\omega t - \varphi)$. Треугольники *Oab* и *Obc* на векторных диаграммах напряжений (рис. 2.13, *б*, *в*) называют *треугольниками напряжений*.

В общем виде выражение для мгновенного значения напряжения в цепи можно записать так: $u = U_m \sin(\omega t \pm \varphi)$. С учетом этой записи уравнение (2.52) принимает вид

$$U_m \sin(\omega t \pm \varphi) = I_m r \sin \omega t + I_m X_L \sin(\omega t + \pi/2) + I_m X_C \sin(\omega t - \pi/2).$$

Полагая в этом уравнении $\omega t = \pi/2$ и $\omega t = 0$, получаем

$$U_m \cos \varphi = I_m r; \quad \pm U_m \sin \varphi = I_m (X_L - X_C).$$

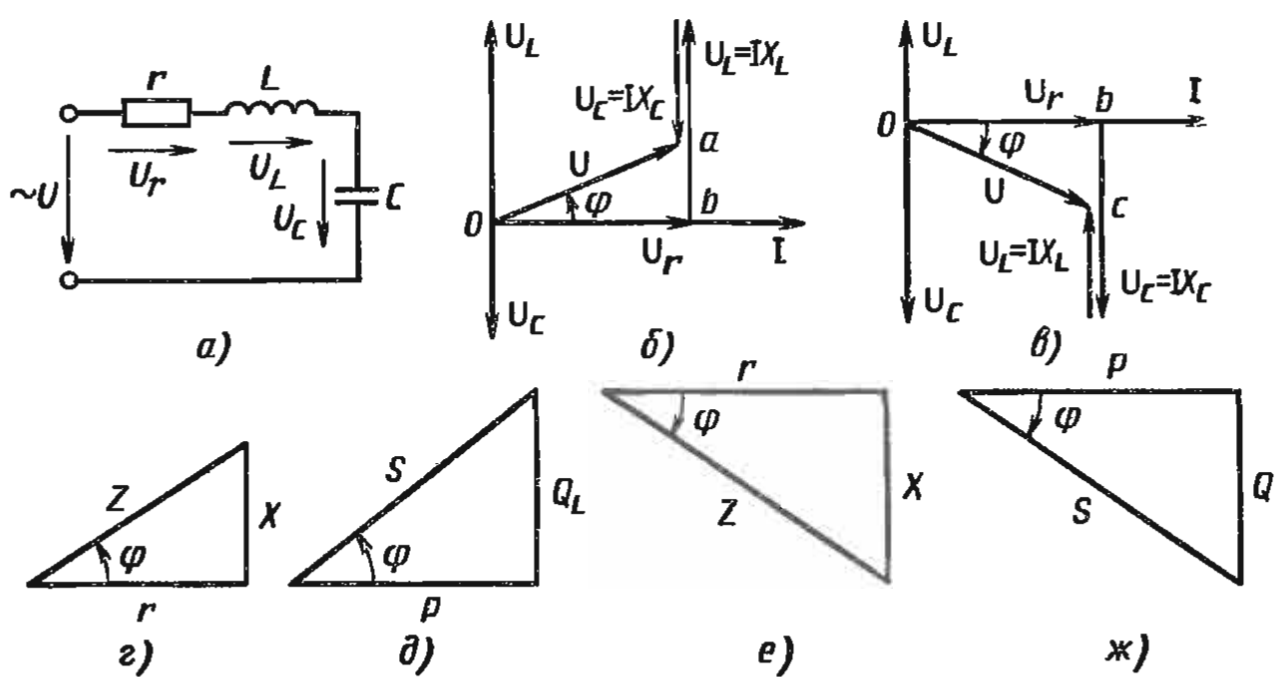


Рис. 2.13

Возведя первое и второе равенства в квадрат, а затем, сложив их, имеем $U_m^2 = I_m^2 [r^2 + (X_L - X_C)^2]$, откуда находим

$$U_m = I_m \sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2}. \quad (2.53)$$

Разделив левую и правую части равенства (2.53) на $\sqrt{2}$, найдем связь между током и напряжением, т. е. закон Ома для цепи с последовательно соединенными r, L, C :

$$I = \frac{U}{\sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2}} = \frac{U}{\sqrt{r^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2}} = \frac{U}{Z}, \quad (2.54)$$

где $Z = \sqrt{r^2 + (\omega L - \omega C)^2} = \sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{r^2 + X^2}$ — полное сопротивление цепи с r, L, C ; $X = X_L - X_C = \omega L - 1/(\omega C)$ — реактивное сопротивление цепи, учитывающее реакцию самоиндукции и емкости.

Если каждую из сторон треугольника напряжений разделить на ток I , то получим *треугольник сопротивлений*. Стороны треугольника сопротивлений представляют собой отрезки, а не векторы, так как сопротивления — постоянные величины. Треугольник сопротивлений позволяет без расчета и построения векторной диаграммы определять $\cos \varphi$. На рис. 2.13, г изображен треугольник сопротивлений, когда в цепи $X_L > X_C$, а на рис. 2.13, е — когда $X_C > X_L$.

Умножая стороны треугольников напряжений (рис. 2.13, б, в) на ток, получим *треугольники мощностей*. На рис. 2.13, д изображен треугольник мощностей, когда в цепи $X_L > X_C$, а на рис. 2.13, ж — когда $X_C > X_L$. Из треугольника мощностей имеем $P = U_r I = UI \cos \varphi = I^2 r$ — активная мощность цепи, Вт; $Q = Q_L - Q_C = U_L I - U_C I = I^2 (X_L - X_C) = I^2 X = UI \sin \varphi$ — реактивная мощность цепи, вар; $S = UI = I^2 Z = \sqrt{P^2 + Q^2}$ — полная мощность цепи, В·А; $\cos \varphi = r/Z = P/S$ — коэффициент мощности цепи; $\varphi = \arctg (X/r) = \arctg [(X_L - X_C)/r]$ — угол сдвига фаз между током и напряжением цепи. Угол φ положителен, когда реактивное сопротивление X имеет индуктивный характер, т. е.

когда $X_L > X_C$. Угол φ отрицателен, когда реактивное сопротивление X имеет емкостный характер, т. е. когда $X_C > X_L$.

Следует отметить, что реактивная и полная мощности имеют ту же размерность, что и активная. Но с целью удобства для реактивной и полной мощностей выбраны свои единицы: вольт-ампер реактивный (вар) и вольт-ампер (В·А) соответственно. Часто в энергетике применяются производные единицы: киловольт-ампер реактивный (квар), киловольт-ампер (кВ·А).

Согласно второму закону Кирхгофа, уравнение напряжений в комплексной форме для цепи с r , L , C имеет вид

$$\dot{U} = \dot{U}_r + \dot{U}_L + \dot{U}_C. \quad (2.55)$$

Заменив в (2.55) напряжение резистивного, индуктивного и емкостного участков цепи произведениями их сопротивлений на комплекс тока, получим $\dot{U} = \dot{I}r + j\dot{I}X_L - j\dot{I}X_C = \dot{I}(r^2 + jX_L - jX_C)$, откуда закон Ома в комплексной форме для цепи с r , L , C запишется так:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{r + j(X_L - X_C)} = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}}, \quad (2.56)$$

где $\underline{Z} = r + j(X_L - X_C) = r + jX$ — комплекс полного сопротивления. При анализе цепей переменного тока комплексным методом весьма удобно пользоваться выражением мощности в комплексной форме. Комплекс полной мощности получают путем умножения комплекса напряжения на сопряженный комплекс тока: $\tilde{S} = \dot{U}\dot{I}^* = \underline{Z}\dot{I}\dot{I}^* = (r + jX_L - jX_C)I^2 = rI^2 + jX_L I^2 - jX_C I^2$, или

$$\tilde{S} = P + jQ_L - jQ_C, \quad (2.57)$$

где $\dot{I} = Ie^{j\psi_i}$ — комплекс тока; $\dot{I}^* = Ie^{-j\psi_i}$ — сопряженный комплекс тока ($\dot{I}\dot{I}^* = Ie^{j\psi_i}Ie^{-j\psi_i} = I^2$); $Q_L = X_L I^2$ — реактивная индуктивная мощность; $Q_C = X_C I^2$ — реактивная емкостная мощность.

Из уравнения (2.57) видно, что вещественная часть комплекса полной мощности равна активной мощности, а мнимая — реактивным составляющим мощности. Знак \sim (тильда) над мощностью S означает, что речь идет о комплексе полной мощности, а не о сопряженном комплексе мощности, хотя и составленном при участии сопряженного комплекса тока \dot{I}^* .

§ 2.9. Последовательный колебательный контур. Резонанс напряжений

Последовательным колебательным контуром называют такую цепь, в которой катушка и конденсатор соединены последовательно относительно входных зажимов (рис. 2.14). В такой цепи можно наблюдать *резонанс напряжений*. При резонансе напряжений индуктивное и емкостное сопротивления взаимно компенсируются и в результате этого реактивные сопротивление и мощность цепи равны нулю.

При резонансе напряжений, возникающем в цепи с последовательным соединением индуктивных и емкостных элементов, ток и напряжение цепи совпадают по фазе. В этом случае угол сдвига фаз между током и напряжением равен нулю ($\varphi = 0$) и полное сопротивление цепи равно ее активному сопротивлению. Если $\varphi = \text{arctg}(X/r)$, то угол $\varphi = 0$ при $X = 0$. Следовательно, при резонансе $Z = \sqrt{r^2 + X^2} =$

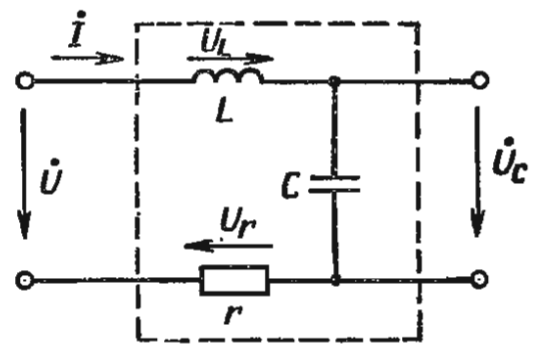


Рис. 2.14

$= \sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2} = r$ и $X_L - X_C = 0$, или $\omega L = 1/(\omega C)$, откуда угловая частота при резонансе

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (2.58)$$

и резонансная частота $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$.

Таким образом, основным условием возникновения резонанса напряжения в цепи является равенство реактивных сопротивлений $X_L = X_C$, так как в этом случае частота колебательного контура ω_0 равна частоте сети ω , питающей данную цепь.

Итак, индуктивное и емкостное сопротивления при резонансе равны, т. е.

$$\omega_0 L = 1/(\omega_0 C) = \sqrt{L/C} = \rho, \quad (2.59)$$

так как $\omega_0 L = L/\sqrt{LC} = \sqrt{L/C}$ и $1/(\omega_0 C) = \sqrt{LC}/C = \sqrt{L/C}$.

Величину ρ называют *характеристическим сопротивлением контура*.

Отношение напряжения на индуктивности или на емкости к напряжению, приложенному к цепи при резонансе, называют *добротностью контура* или *коэффициентом резонанса*:

$$Q = U_L/U = U_C/U = \rho I/(rI) = \rho/r, \quad (2.60)$$

откуда $QU = U_L = U_C$.

Коэффициент резонанса показывает, во сколько раз напряжение на индуктивных или емкостных элементах при резонансе больше, чем напряжение, приложенное к цепи. Добротностью контура называют также отношение характеристического сопротивления контура ρ к его активному сопротивлению r . Так как характеристическое сопротивление обычно составляет в среднем сотни ом, а сопротивление r — несколько ом, то добротность колебательных контуров, состоящих из индуктивных катушек и конденсаторов, находится в пределах 200—500.

Величину, обратную добротности, называют *затуханием контура*:

$$d = 1/Q = r/\rho. \quad (2.61)$$

Сопротивление r в радиотехнических контурах является, как правило, собственным сопротивлением катушек и конденсаторов. Его иногда называют *сопротивлением потерь контура*.

Понятие «затухание контура» связано с тем, что при отключении колебательного контура от источника питания, когда контур накоротко

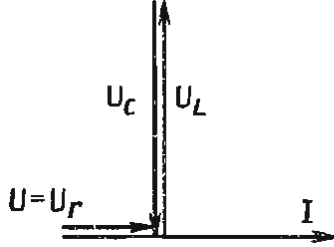


Рис. 2.15

замкнут, колебательный процесс затухает тем быстрее, чем больше коэффициент d .

Рассмотрим схему рис. 2.14 без нагрузки ($U_C = U_{Cкх}$). Тогда ток в цепи

$$I = U/Z = U/\sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2},$$

а ток при резонансе напряжений

$$I_0 = U/r. \quad (2.62)$$

Ток при резонансе напряжений значительно больше тока цепи в отсутствие резонанса, так как при резонансе его значение ограничено только сопротивлением r . При резонансе напряжение на индуктивности и емкости при больших по сравнению с r значениях X_L и X_C может быть во много раз больше напряжения сети:

$$U_{L0} = U_{C0} = I_0 X_L = I_0 X_C.$$

Напряжение на активном сопротивлении при резонансе равно напряжению, приложенному к цепи:

$$U_r = I_0 r = U.$$

На рис. 2.15 представлена векторная диаграмма напряжений цепи рис. 2.14 при резонансе напряжений. Так как при резонансе $X_L - X_C = 0$, то в этом случае и $U_L - U_C = IX_L - IX_C = 0$.

Рассмотрим энергетические процессы, наблюдаемые в данной цепи при резонансе напряжений. Для этого определим сумму мгновенных значений энергий магнитного и электрического полей цепи, т. е. $W = W_L + W_C$. Если принять при резонансе ток в контуре $i = I_m \sin \omega_0 t$, то напряжение на емкости $u_C = U_{Cm} \sin(\omega_0 t - \pi/2) = -U_{Cm} \cos \omega_0 t$. Тогда суммарная энергия

$$\begin{aligned} W = W_L + W_C &= \frac{Li^2}{2} + \frac{CU^2_C}{2} = \frac{LI_m^2}{2} \sin^2 \omega_0 t + \frac{CU_{Cm}^2}{2} \cos^2 \omega_0 t = \\ &= \frac{LI_m^2}{2} (\sin^2 \omega_0 t + \cos^2 \omega_0 t) = \frac{LI_m^2}{2} = \frac{CU_{Cm}^2}{2} = \text{const}. \end{aligned} \quad (2.63)$$

Следовательно, при резонансе напряжений суммарная энергия магнитного и электрического полей остается постоянной, при этом непрерывно происходит перераспределение энергии магнитного и электрического полей, т. е. увеличение энергии магнитного поля сопровождается уменьшением энергии электрического поля и наоборот.

Таким образом, энергия, первоначально запасенная в контуре от источника (сети), колеблется при резонансе между индуктивностью и емкостью, причем без участия в этом процессе источника. Поэтому такой контур называют *колебательным*.

Итак, при резонансе на долю источника остается лишь покрытие расхода энергии в активном сопротивлении; следовательно, полная мощность равна активной мощности

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = P,$$

так как реактивная мощность при резонансе равна нулю:

$$Q = Q_L - Q_C = U_L I - U_C I = 0,$$

где $U_L = U_C$.

Коэффициент мощности при резонансе

$$\cos \varphi = P/S = 1.$$

§ 2.10. Параллельное соединение приемников в цепи синусоидального тока

Рассмотрим цепь с параллельным соединением приемников, представленную на рис. 2.16, а. Характерной особенностью такой цепи является то, что все приемники и цепи в целом находятся под одним и тем же напряжением U . Поэтому построение векторной диаграммы (рис. 2.16, б) этой цепи удобно начинать с вектора напряжения, после чего под соответствующими углами откладывают токи I_1, I_2, I_3 , а ток I в неразветвленной части цепи, как результирующий ток цепи, будет представлять собой геометрическую сумму векторов в параллельных ветвях. Такая диаграмма называется *векторной диаграммой токов*.

На векторной диаграмме рис. 2.16, б за исходный вектор взят вектор напряжения цепи (как общий для всех ветвей), который направлен по положительной оси. Относительно вектора напряжения отложены векторы \dot{I}_1 и \dot{I}_2 , которые отстают по фазе от напряжения соответственно на углы φ_1 и φ_2 , а также вектор \dot{I}_3 , опережающий по фазе вектор напряжения на угол φ_3 . Вектор тока \dot{I} в неразветвленном участке цепи равен геометрической сумме векторов токов в параллельных ветвях \dot{I}_1, \dot{I}_2 и \dot{I}_3 и отстает по фазе от вектора напряжения на угол φ .

Согласно первому закону Кирхгофа, ток в неразветвленной части цепи в комплексной форме

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3. \quad (2.64)$$

Здесь

$$\dot{I}_1 = \dot{U}/\underline{Z}_1 = \dot{U}/(r_1 + jX_{L1}) = \dot{U}/(Z_1 e^{j\varphi_1}); \quad \varphi_1 = \arctg(X_{L1}/r_1);$$

$$\dot{I}_2 = \dot{U}/\underline{Z}_2 = \dot{U}/(r_2 + jX_{L2}) = \dot{U}/(Z_2 e^{j\varphi_2}); \quad \varphi_2 = \arctg(X_{L2}/r_2);$$

$$\dot{I}_3 = \dot{U}/\underline{Z}_3 = \dot{U}/(r_3 + jX_{C3}) = \dot{U}/(Z_3 e^{-j\varphi_3}); \quad \varphi_3 = \arctg(X_{C3}/r_3).$$

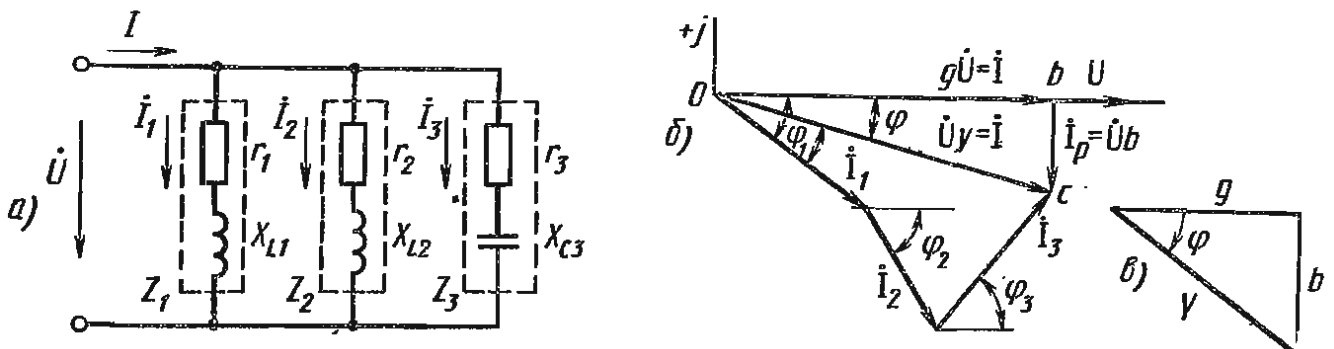


Рис. 2.16

Выразив токи через напряжение и полные сопротивления Z, Z_1, Z_2, Z_3 , для уравнения (2.64) получим

$$\dot{U}/Z = \dot{U}/Z_1 + \dot{U}/Z_2 + \dot{U}/Z_3, \quad (2.65)$$

где Z — комплекс эквивалентного полного сопротивления цепи; Z_1, Z_2, Z_3 — комплексы полных сопротивлений соответствующих параллельных ветвей.

Из (2.65) имеем

$$1/Z = 1/Z_1 + 1/Z_2 + 1/Z_3. \quad (2.66)$$

При анализе цепей с параллельным соединением приемников более удобно вместо сопротивлений ветвей брать их проводимости. Величина, обратная комплексу полного сопротивления Z , называется комплексом полной проводимости Y , т. е. $Y = 1/Z$.

Выразив в (2.64) токи через напряжения и полные проводимости, получим

$$i = \dot{U}Y = \dot{U}Y_1 + \dot{U}Y_2 + \dot{U}Y_3, \quad (2.67)$$

откуда

$$Y = Y_1 + Y_2 + Y_3. \quad (2.68)$$

Следовательно, комплекс эквивалентной полной проводимости Y при параллельном соединении приемников равен сумме комплексов полных проводимостей отдельных параллельных ветвей.

Из (2.68) следует, что эквивалентная полная проводимость цепи при параллельном соединении ветвей всегда больше наибольшей проводимости любой из ветвей соединения, а так как $1/Y = Z$, то эквивалентное полное сопротивление параллельного соединения всегда меньше наименьшего сопротивления соединения.

Если имеется параллельная rL -цепь, то комплекс полного сопротивления $Z = r + jX_L$, а комплекс полной проводимости

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{r + jX_L} = \frac{r - jX_L}{r^2 + X_L^2} = \frac{r}{Z^2} - j\frac{X_L}{Z^2}, \quad (2.69)$$

или $Y = g - jb_L = Ye^{-j\varphi}$,

где $g = r/Z^2$ — активная проводимость; $b_L = X_L/Z^2$ — реактивная индуктивная проводимость; $Y = \sqrt{g^2 + b_L^2}$ — модуль полной проводимости. Если имеем rC -цепь, то комплекс полного сопротивления $Z = r - jX_C$, а комплекс полной проводимости

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{r - jX_C} = \frac{r + jX_C}{r^2 + X_C^2} = \frac{r}{Z^2} + j\frac{X_C}{Z^2}, \quad (2.70)$$

или $Y = g + jb_C = Ye^{j\varphi}$,

где $b_C = X_C/Z^2$ — реактивная емкостная проводимость; $Y = \sqrt{g^2 + b_C^2}$ — модуль полной проводимости.

Таким образом, мнимая часть комплекса полной проводимости положительна для rC -цепи и отрицательна для rL -цепи.

Если имеется rLC -цепь, то комплекс полного сопротивления $\underline{Z} = r + j(X_L - X_C)$ и комплекс полной проводимости

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{r + j(X_L - X_C)} = \frac{r - j(X_L - X_C)}{r^2 + (X_L - X_C)^2} = \frac{r}{Z^2} - j\left(\frac{X_L}{Z^2} - \frac{X_C}{Z^2}\right), \quad (2.71)$$

или

$$\underline{Y} = g - j(b_L - b_C) = Ye^{\pm j\varphi},$$

где $y = \sqrt{g^2 + (b_L - b_C)^2} = \sqrt{g^2 + b^2}$ — модуль полной проводимости; $b = b_L - b_C$ — реактивная проводимость. В (2.71) перед мнимой частью ставят знак плюс, если $b_C > b_L$ и знак минус, если $b_L > b_C$.

Ток в любой ветви параллельного соединения можно согласно закону Ома определить по формуле

$$\underline{I} = \underline{Y}\underline{U} = (g - jb)\underline{U} = g\underline{U} - jb\underline{U} = \underline{I}_a + \underline{I}_p, \quad (2.72)$$

где $\underline{I}_a = g\underline{U}$ — комплекс активной составляющей тока; $\underline{I}_p = -jb\underline{U} = -j(b_L - b_C)\underline{U}$ — комплекс реактивной составляющей тока.

Комплекс реактивной составляющей тока для индуктивной цепи $\underline{I}_{Lp} = -gb_L\underline{U}$, а для емкостной $\underline{I}_{Cp} = jb_C\underline{U}$. Если же в rLC -цепи $b_C > b_L$ то перед комплексом реактивной составляющей тока ставят знак плюс, а если $b_L > b_C$ — знак минус.

При анализе режимов разветвленной цепи пользуются активными и реактивными составляющими тока и напряжения. В качестве примера рассмотрим цепь рис. 2.16, а, для которой комплекс эквивалентной полной проводимости

$$\underline{Y} = \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3 = g_1 - jb_{L1} + g_2 - jb_{L2} + g_3 + jb_{C3},$$

или

$$\underline{Y} = g_1 + g_2 + g_3 - j(b_{L1} + b_{L2} - b_{C3}) = g_{\text{экв}} - jb_{\text{экв}}. \quad (2.73)$$

Если $b_{L1} + b_{L2} > b_{C3}$, то перед мнимой частью комплекса \underline{Y} ставят знак минус, если же $b_{C3} > b_{L1} + b_{L2}$, то знак плюс.

Из (2.73) следует, что эквивалентная активная проводимость параллельного соединения цепи равна арифметической сумме активных проводимостей отдельных параллельно включенных ветвей:

$$g_{\text{экв}} = \sum_{i=1}^n g_i. \quad (2.74)$$

Эквивалентная реактивная проводимость параллельного соединения цепи равна алгебраической сумме реактивных проводимостей отдельных параллельно включенных ветвей:

$$b_{\text{экв}} = \sum_{i=1}^n b_i. \quad (2.75)$$

На рис. 2.16, б треугольник Obc , каждая из сторон которого представляет соответствующее значение тока, называется *треугольником токов*. Из треугольника токов имеем $I_a = I \cos \varphi$; $I_p = I \sin \varphi$.

Активная составляющая тока определяет активную мощность цепи:

$$P = UI \cos \varphi = UI_a = gU^2.$$

Реактивная составляющая тока определяет реактивную мощность цепи:

$$Q = UI \sin \varphi = UI_p = bU^2.$$

Разделив все стороны треугольника токов (рис. 2.16, б) на напряжение \dot{U} , получим подобный *треугольник проводимостей* (рис. 2.16, в), из которого имеем следующие соотношения: $g = Y \cos \varphi$, $b = Y \sin \varphi$, $\cos \varphi = g/Y$, $\sin \varphi = b/Y$, $\operatorname{tg} \varphi = b/g$, $Y = \sqrt{g^2 + b^2}$.

§ 2.11. Параллельный колебательный контур. Резонанс токов

Рассмотрим параллельный колебательный контур, простейшим видом которого является параллельное соединение индуктивной катушки и конденсатора (рис. 2.17, а).

Резонансом токов называют такой режим параллельного колебательного контура, при котором ток в неразветвленной части цепи совпадает по фазе с напряжением ($\varphi = 0$), а мощность, потребляемая из сети, равна активной мощности контура. Реактивная мощность при резонансе из сети не потребляется. Векторная диаграмма цепи при резонансе токов, представленная на рис. 2.17, б, выполнена согласно уравнению

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_r + \dot{I}_L + \dot{I}_C.$$

Комплекс эквивалентной полной проводимости параллельного колебательного контура

$$\underline{Y} = g_1 + g_2 - j(b_L - b_C) = g - jb = Ye^{-j\varphi}, \quad (2.76)$$

где $g = g_1 + g_2$; $b = b_L - b_C$, $Y = \sqrt{g^2 + (b_L - b_C)^2}$; $\varphi = \operatorname{arctg}(b/g) = \operatorname{arctg}[(b_L - b_C)/g]$.

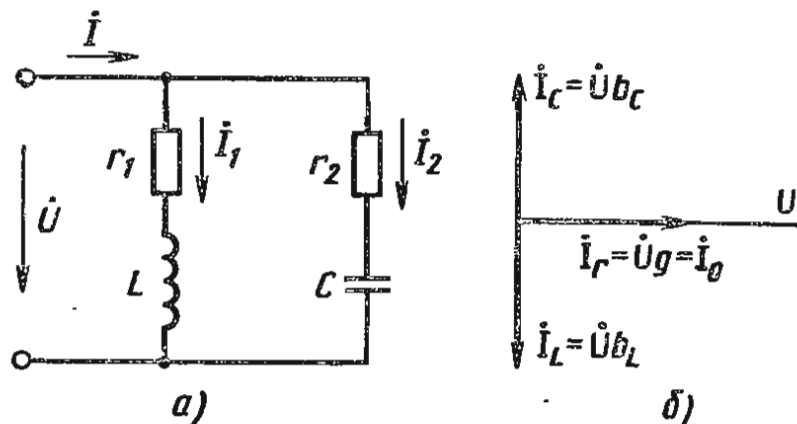


Рис. 2.17

Так как при резонансе угол сдвига фаз между током I_0 и напряжением U равен нулю, т. е. $\varphi = 0$, то при резонансе $b = b_L - b_C = 0$, или $b_L = b_C$, а $Y = g$. Следовательно, ток при резонансе токов

$$I_0 = \dot{U}Y = \dot{U}[g - j(b_L - b_C)] = \dot{U}g. \quad (2.77)$$

Таким образом, резонанс токов наступает в цепи при взаимной компенсации токов реактивных проводимостей b_L и b_C , т. е. при взаимной компенсации индуктивной и реактивной емкостной проводимостей.

При резонансе токов эквивалентная полная проводимость контура Y минимальная ($Y = g$), т. е. входное сопротивление $Z_{вх} = Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2)$ достигает максимума, вследствие чего ток, идущий от сети, при резонансе токов будет минимален и равен $I_0 = \dot{U}g$.

При резонансе токов $b_L = b_C$ и, следовательно, равны между собой реактивные токи $Ub_L = Ub_C$, или $I_L = I_C$, которые находятся в этом случае в противофазе. При резонансе токов возможны ситуации, когда реактивные токи I_L и I_C намного превышают суммарный ток в цепи, вследствие чего резонанс при параллельном соединении называют *резонансом токов*. Это возможно при условии $g < b_L$ или $g < b_C$.

Отношение индуктивного I_{L0} или емкостного I_{C0} токов при резонансе токов к суммарному току I_0 называется *добротностью параллельного колебательного контура*:

$$Q = I_{L0}/I_0 = I_{C0}/I_0 = U\omega_0 C / (Ug) = \omega_0 C / g = \gamma / g. \quad (2.78)$$

Затухание в параллельном контуре, как и в последовательном контуре, есть величина, обратная добротности: $d = 1/Q$.

Выразив b_L и b_C через параметры цепи и частоту, определим резонансную частоту контура:

$$\frac{\omega L}{r_1^2 + (\omega L)^2} = \frac{1/(\omega C)}{r_2^2 + [1/(\omega C)]^2},$$

откуда найдем значение для резонансной угловой частоты:

$$\omega'_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{L/C - r_1^2}{L/C - r_2^2}} = \omega_0 \sqrt{\frac{\rho^2 - r_1^2}{\rho^2 - r_2^2}}. \quad (2.79)$$

В идеальном случае, например в радиотехнических устройствах, где применяют контуры с малыми потерями, когда практически $r_1 = r_2 = 0$ (или они очень малы по сравнению с ρ), резонансную частоту ω'_0 можно определить, как и при резонансе в последовательном контуре, по формуле

$$\omega'_0 = 1/\sqrt{LC} = \omega_0.$$

Из формулы (2.79) видно, что резонанс токов возможен в цепи, если сопротивления r_1 и r_2 оба больше или оба меньше ρ , ибо при невыполнении этого условия частота ω'_0 окажется мнимой и, следовательно, в этом случае не существует частоты, при которой был бы резонанс. При $r_1 = r_2 = \rho$ резонансная частота $\omega'_0 = 0/0$, резонанс токов может наблюдаться при любой частоте, так как в этом случае

эквивалентное сопротивление становится активным, не зависящим от частоты.

Так как при резонансе токов $\varphi = 0$, а значит $\cos \varphi = 1$, то активная мощность P равна полной мощности цепи, т. е. $P = UI \cos \varphi = UI = S$. Реактивная мощность Q при резонансе токов равна нулю: $Q = Q_L - Q_C = UI_{L0} \sin \varphi - UI_{C0} \sin \varphi = 0$, так как $I_{L0} = I_{C0}$ и $\sin \varphi = 0$.

Таким образом, при резонансе токов цепь не потребляет из сети реактивной энергии. Энергетические процессы, наблюдаемые в параллельном колебательном контуре, в этом случае аналогичны процессам, которые протекают при резонансе напряжений. В колебательном контуре происходит непрерывный взаимный обмен энергиями между емкостным и индуктивным элементами цепи, а сеть лишь компенсирует энергию, теряемую в активных сопротивлениях контура. Если бы параллельный колебательный контур состоял только из L и C , то его входное сопротивление при резонансе тока было бы бесконечно большое и ток из сети не поступал бы в контур, т. е. в этом случае энергия, сообщенная контуру при включении, не расходовалась бы, а периодически перекачивалась от магнитного к электрическому полю (и обратно), т. е. между индуктивным и емкостным элементами цепи, причем эти колебания продолжались бы неограниченное время.

§ 2.12. Повышение коэффициента мощности

На современных промышленных предприятиях большинство потребителей электрической энергии переменного тока представляют собой индуктивно-активную нагрузку в виде асинхронных двигателей, сварных трансформаторов, преобразователей и т. п. Активная мощность подобных потребителей помимо заданной нагрузки зависит также и от $\cos \varphi$. При заданной активной мощности P потребителя с уменьшением $\cos \varphi$ возрастает потребляемый им ток: $I = P/(U \cos \varphi)$. Увеличение тока потребителя при снижении $\cos \varphi$ не должно превышать определенных пределов, так как питающие их генераторы рассчитываются на определенную номинальную мощность $S_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}$, вследствие чего они не должны оказаться перегруженными.

Для того чтобы ток генератора не превышал номинального значения при снижении $\cos \varphi$ потребителя, необходимо снижать его активную мощность. Таким образом, понижение $\cos \varphi$ потребителей вызывает неполное использование мощности синхронных генераторов, трансформаторов и линий электропередачи. Они бесполезно загружаются за счет индуктивного реактивного тока I_L , наличие которого в линиях электропередачи увеличивает потери в проводах линий ($r_{\text{л}}$). Мощность потерь в линиях электропередач

$$\Delta P = I^2 r_{\text{л}} = I_r^2 r_{\text{л}} + I_L^2 r_{\text{л}} = P^2 r_{\text{л}} / (U^2 \cos^2 \varphi), \quad (2.80)$$

где $I = P/(U \cos \varphi)$.

Следовательно, потери в линиях электропередачи складываются из потерь за счет прохождения активного I_r и реактивного I_L токов,

причем, как следует из (2.80), мощность потерь будет тем больше, чем ниже $\cos \varphi$ электроприемника, например сварного трансформатора, у которого $\cos \varphi$ особенно низок. Более эффективное и полное использование мощности генераторов возможно тогда, когда они работают при номинальных напряжении и токе и на большем $\cos \varphi$. В этом случае генераторы развивают наибольшую активную мощность:

$$P = U_{\text{ном}} I_{\text{ном}} \cos \varphi. \quad (2.81)$$

При работе генераторов на номинальных напряжении и токе, но изменяющемся $\cos \varphi$, значение которого зависит от электроприемников, активная мощность, выдаваемая генераторами, пропорциональна $\cos \varphi$; следовательно, уменьшение $\cos \varphi$ ведет к снижению эффективности использования мощностей генераторов электрических станций. Если же приемник работает при постоянных активной нагрузке и напряжении сети, но при различных значениях $\cos \varphi$, то ток, потребляемый им из сети, обратно пропорционален $\cos \varphi$, т. е. в этом случае с уменьшением $\cos \varphi$ ток, потребляемый из сети, увеличивается. Таким образом, низкий коэффициент мощности не дает возможности полностью использовать номинальную полную мощность генераторов электрических станций и в то же время вызывает увеличение потерь энергии в линии электропередач. Поэтому для повышения экономичности электропередачи в целом необходимо принимать меры к повышению $\cos \varphi$ электроприемников. Например, асинхронные двигатели, трансформаторы при нагрузке, близкой к номинальной, имеют наибольший $\cos \varphi$, поэтому следует не допускать их работу при малой нагрузке или вхолостую.

При возрастании реактивного тока I_L увеличивается магнитный поток приемника (потребителя), энергия на создание которого подается от генераторов электростанции. При уменьшении тока I_L магнитный поток уменьшается и, следовательно, уменьшается энергия магнитного поля, запасенная в магнитном поле приемника, которая возвращается обратно к электростанции. Интенсивность обмена энергией между электростанцией и потребителем при неизменной активной мощности зависит от $\cos \varphi$. Повышение $\cos \varphi$ приемника ведет к уменьшению энергии, которая циркулирует между электростанцией и потребителем при $P = \text{const}$. Для уменьшения энергии, затрачиваемой на создание магнитного потока, используют явление резонанса токов, когда эту энергию можно получить не от электростанции, а от конденсатора, параллельно подключенного к электроприемнику. Такой режим позволяет разгрузить источник энергии и линию электропередачи.

Однако для полной компенсации сдвига фаз реактивная (емкостная) мощность Q_C должна быть равна реактивной (индуктивной) мощности Q_L , что на практике получить трудно. Поэтому обычно осуществляют неполную компенсацию сдвига фаз, так как наличие небольшого реактивного тока в цепи при $\cos \varphi \geq 0,95$ большого значения не имеет. Для каждой установки, являющейся индуктивным потребителем, задают определенное значение $\cos \varphi$, которое она должна иметь после компенсации. Для уменьшения сдвига фаз φ_n цепи (рис. 2.18, а) до заданного значения φ необходимо снизить результирующий реактивный ток

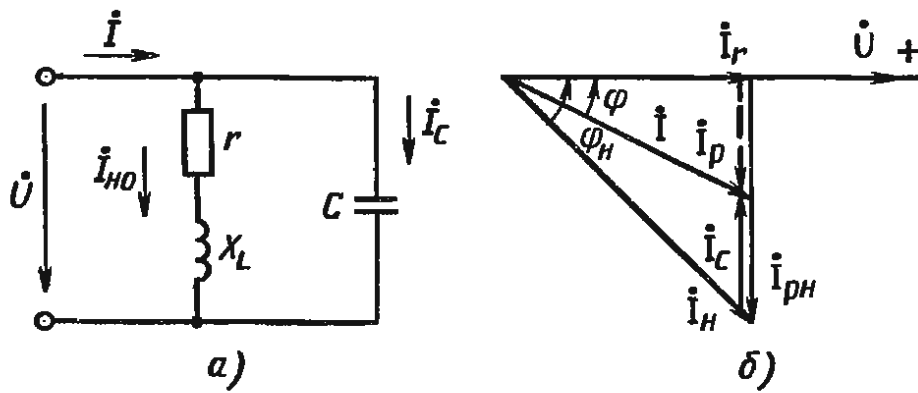


Рис. 2.18

$I_p = I_{рн} - I_c$, как показано на векторной диаграмме рис. 2.18, б. Здесь I_p — реактивный ток после компенсации, $I_{рн}$ — реактивный ток в цепи до компенсации. Активный ток $I_r = I \cos \varphi = P/U$ связан с реактивным током I_p соотношением $I_r \operatorname{tg} \varphi = I_p$, причем активный ток при компенсации остается без изменения. Разность реактивных токов до и после компенсации численно равна емкостному току, необходимому для компенсации:

$$I_c = I_{рн} - I_p = I_r (\operatorname{tg} \varphi_h - \operatorname{tg} \varphi) = \frac{P}{U} (\operatorname{tg} \varphi_h - \operatorname{tg} \varphi).$$

Согласно закону Ома, емкостный ток в ветви с емкостью C $I_c = U\omega C$, тогда емкость, необходимая для компенсации,

$$C = \frac{P}{\omega U^2} (\operatorname{tg} \varphi_h - \operatorname{tg} \varphi). \quad (2.82)$$

Повышение $\cos \varphi$ электрических установок является важнейшей народнохозяйственной задачей и в масштабах всей страны означает значительную экономию электрической энергии за счет уменьшения потерь в генераторах, трансформаторах, двигателях переменного тока и в линиях электропередачи. Для поощрения промышленных предприятий за повышенный $\cos \varphi$ в нашей стране введен дифференцированный тариф на оплату за электроэнергию, т. е. ее стоимость понижается с повышением значения $\cos \varphi$.

Глава 3

ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ

§ 3.1. Основные определения

Часть электрической цепи или какое-либо электротехническое устройство, имеющие два входных и два выходных зажима (полюса), называют *четыреполюсником*. Пару зажимов четырехполюсника, к которым присоединяют источник энергии, называют *входными*, а пару зажимов, к которым присоединяют нагрузку (приемник), — *выходными*.

Четыреполюсники подразделяются на пассивные и активные. Четыреполюсник, в схеме которого не содержатся источники энергии,

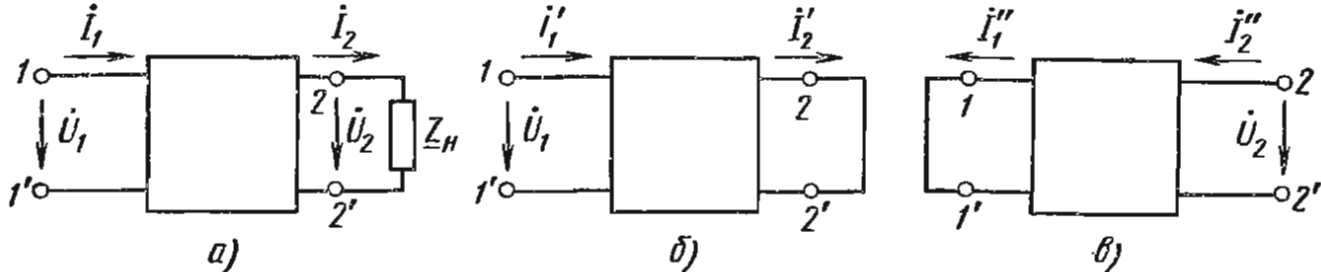


Рис. 3.1

называется *пассивным*. Четырехполюсник, в схеме которого есть источники энергии, называется *активным*.

К пассивным четырехполюсникам можно отнести трансформаторы, линии передачи электрической энергии, электрические частотные фильтры, измерительные мосты и ряд других устройств. К активным четырехполюсникам можно отнести, например, усилители, мостовую схему, в одну из диагоналей которой включен источник энергии, а в другую — нагрузка и т. п.

Четырехполюсник принято изображать в виде прямоугольника, обозначая входные зажимы $1, 1'$, а выходные — $2, 2'$ (рис. 3.1). Если четырехполюсник активный, то в прямоугольнике ставят букву А. Если буквы А нет, то четырехполюсник пассивный.

Следует отметить, что если в схеме линейного пассивного четырехполюсника содержатся источники энергии, то обязательно их действие должно взаимно компенсироваться таким образом, чтобы напряжение на входных и на выходных разомкнутых зажимах четырехполюсника было равно нулю. Если линейный четырехполюсник активный, то на одной или на обеих парах его разомкнутых зажимов обязательно должно обнаруживаться напряжение.

Четырехполюсники могут быть симметричными и несимметричными. Если при замене входных зажимов выходными (и наоборот) режим работы участков цепей, присоединенных к четырехполюснику, не изменяется, то четырехполюсник *симметричный* (т. е. симметричный четырехполюсник со стороны выходных зажимов представляет ту же цепь, что и со стороны входных зажимов). В противном случае четырехполюсник будет *несимметричный*.

Четырехполюсники бывают обратимыми и необратимыми. Четырехполюсники, для которых отношение напряжения на входе к току на выходе или отношение напряжения на выходе к току на входе, т. е. взаимные сопротивления входного и выходного контуров, не зависят от того, какие зажимы являются входными, а какие — выходными, называются *обратимыми*. Отметим, что линейные пассивные четырехполюсники являются обратимыми.

В электрических цепях четырехполюсники часто используют в качестве передаточных звеньев между источником питания и нагрузкой. В этом случае предполагается, что изменяться могут нагрузка и напряжение на входе, но сама схема четырехполюсника и сопротивления ее элементов остаются неизменными.

В настоящей главе рассмотрим пассивные четырехполюсники, так как активные четырехполюсники могут быть заменены эквивалентными

ему пассивными четырехполюсниками с двумя вынесенными эквивалентными э. д. с.

Основной смысл теории четырехполюсника заключается в том, что, используя некоторые обобщенные параметры, можно связать между собой напряжения и токи на входе и выходе четырехполюсника, т. е. находить токи и напряжения на его входе и выходе, не производя расчетов токов и напряжений в схеме самого четырехполюсника.

Теория четырехполюсников позволяет при анализе работы цепей сопоставлять и правильно оценивать передающие свойства различных электрических цепей, а также решать задачи синтеза, т. е. определять структуру и элементы четырехполюсников по заданным характеристикам.

§ 3.2. Основные уравнения четырехполюсника

На рис. 3.1, а представлен линейный пассивный четырехполюсник, входные напряжения \dot{U}_1 и ток \dot{I}_1 в котором связаны с выходными напряжением \dot{U}_2 и током \dot{I}_2 двумя уравнениями, получившими название *основных уравнений четырехполюсника*.

Выведем основные уравнения четырехполюсника, применив к схеме рис. 3.1, а принцип наложения. Заменяем напряжение \dot{U}_2 на приемнике Z_2 источником э. д. с. $\dot{E}_2 = \dot{U}_2$, внутреннее сопротивление которого равно нулю. Тогда, применяя принцип наложения, считаем, что действует только источник с напряжением \dot{U}_1 , а выходные зажимы 2, 2' замкнуты накоротко, вследствие чего напряжение $\dot{U}_2 = 0$ (рис. 3.1, б). В этом случае токи \dot{I}'_1 и \dot{I}'_2 пропорциональны \dot{U}_1 : $\dot{I}'_1 = Y_{(11)}\dot{U}_1$, $\dot{I}'_2 = Y_{(21)}\dot{U}_1$, где $Y_{(11)}$ — входная проводимость; $Y_{(21)}$ — взаимная, или передаточная, проводимость. Затем считаем, что действует только напряжение \dot{U}_2 , учитывающее влияние нагрузки Z_2 , а входные зажимы 1, 1' накоротко замкнуты, вследствие чего $\dot{U}_1 = 0$ (рис. 3.1, в). Для этого случая токи $\dot{I}''_1 = Y_{(12)}\dot{U}_2$, $\dot{I}''_2 = Y_{(22)}\dot{U}_2$, где $Y_{(22)}$ — входная проводимость; $Y_{(12)}$ — взаимная, или передаточная, проводимость. Взаимные проводимости $Y_{(21)} = Y_{(12)}$, что справедливо для линейных цепей согласно принципу обратимости, который был доказан в § 1.12.

Взаимные проводимости $Y_{(12)}$ и $Y_{(21)}$ определяют токи во входном (или выходном) контуре четырехполюсника при заданном напряжении в выходном (или входном) контуре, причем при одинаковом напряжении \dot{U} на входе и выходе токи $Y_{12}\dot{U}$ и $Y_{21}\dot{U}$ по принципу взаимности равны.

Произведя «наложение» схем рис. 3.1, б и рис. 3.1, в, находим действительные токи на входе и выходе четырехполюсника:

$$\begin{aligned}\dot{I}_1 &= \dot{I}'_1 - \dot{I}''_1 = Y_{(11)}\dot{U}_1 - Y_{(12)}\dot{U}_2 = \underline{Y}_{11}\dot{U}_1 + \underline{Y}_{12}\dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 &= \dot{I}'_2 - \dot{I}''_2 = Y_{(21)}\dot{U}_1 - Y_{(22)}\dot{U}_2 = \underline{Y}_{21}\dot{U}_1 + \underline{Y}_{22}\dot{U}_2.\end{aligned}\quad (3.1)$$

Форма записи уравнений четырехполюсника (3.1) называется формой Y . При этой форме записи комплексные коэффициенты при напряжениях характеризуют входные и передаточные проводимости и называются *Y-параметрами*.

Решив систему уравнений (3.1) относительно \dot{U}_1 и \dot{I}_1 , получим другую форму уравнений четырехполюсника, называемую формой А. Для этого из второго уравнения системы (3.1) найдем выражение для \dot{U}_1 . Затем, поставив его в первое уравнение этой системы, получим

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \frac{Y_{(22)}}{Y_{(21)}} \dot{U}_2 + \frac{1}{Y_{(21)}} \dot{I}_2 = \underline{A}_{11} \dot{U}_2 + \underline{A}_{12} \dot{I}_2; \\ \dot{I}_1 &= \frac{Y_{(22)}Y_{(11)} - Y_{(12)}Y_{(21)}}{Y_{(21)}} \dot{U}_2 + \frac{Y_{(11)}}{Y_{(21)}} \dot{I}_2 = \underline{A}_{21} \dot{U}_2 + \underline{A}_{22} \dot{I}_2,\end{aligned}$$

где комплексные коэффициенты при \dot{U}_2 и \dot{I}_2 называются А-параметрами (или постоянными) четырехполюсника.

А-параметры обычно обозначают различными буквами: A, B, C, D. При этом $\underline{A} = \underline{A}_{11} = Y_{(22)}/Y_{(21)}$; $\underline{B} = \underline{A}_{12} = 1/Y_{(21)}$; $\underline{C} = \underline{A}_{21} = (Y_{(22)}Y_{(11)} - Y_{(21)}Y_{(12)})/Y_{(21)}$; $\underline{D} = \underline{A}_{22} = Y_{(11)}/Y_{(21)}$. Таким образом, уравнения четырехполюсника в форме А имеют вид

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \underline{A} \dot{U}_2 + \underline{B} \dot{I}_2; \\ \dot{I}_1 &= \underline{C} \dot{U}_2 + \underline{D} \dot{I}_2.\end{aligned}\tag{3.2}$$

Параметры A, B, C, D в общем случае зависят от частоты и связаны между собой соотношением

$$\underline{AD} - \underline{BC} = \frac{Y_{(22)}Y_{(11)}}{Y_{(21)}Y_{(21)}} - \frac{Y_{(22)}Y_{(11)} - Y_{(12)}Y_{(21)}}{Y_{(21)}Y_{(21)}} = \frac{Y_{(12)}}{Y_{(21)}}.$$

Так как для обратимых четырехполюсников $Y_{(12)} = Y_{(21)}$, то для

$$\underline{AD} - \underline{BC} = 1.\tag{3.3}$$

Выражение (3.3) принято называть *уравнением связи А-параметров*. Согласно (3.3), из четырех параметров четырехполюсника независимыми являются только три, т. е. только три параметра могут быть заданы независимо друг от друга, четвертый параметр определяется по уравнению связи.

Один из способов определения А-параметров основан на опытах холостого хода и короткого замыкания четырехполюсника со стороны выходных зажимов. При холостом ходе ток на выходе $I_2 = 0$ и уравнения четырехполюсника в форме А принимают вид

$$\dot{U}_1 = \underline{A} \dot{U}_{2x}; \quad \dot{I}_1 = \underline{C} \dot{U}_{2x}.\tag{3.4}$$

При коротком замыкании напряжение между выходными зажимами четырехполюсника $U_2 = 0$ и уравнения четырехполюсника в форме А имеют вид

$$\dot{U}_1 = \underline{B} \dot{I}_{2к}; \quad \dot{I}_1 = \underline{D} \dot{I}_{2к}.\tag{3.5}$$

Из (3.4) и (3.5) получаем, что параметр A есть величина, обратная коэффициенту усиления по напряжению при разомкнутых выходных зажимах:

$$\underline{A} = (\dot{U}_1/\dot{U}_{2x})_{I_2=0};$$

параметр \underline{D} — величина, обратная коэффициенту усиления по току при закороченных выходных зажимах:

$$\underline{D} = (\dot{I}_1 / \dot{I}_{2к})_{U_2 = 0};$$

параметр \underline{B} — передаточное сопротивление при закороченных выходных зажимах:

$$\underline{B} = (\dot{U}_1 / \dot{I}_{2к})_{U_2 = 0};$$

параметр \underline{C} — передаточная проводимость при разомкнутых выходных зажимах:

$$\underline{C} = (\dot{I}_1 / \dot{U}_{2к})_{I_2 = 0}.$$

При анализе четырехполюсников с транзисторами наряду с Y -параметрами применяют уравнения с H -параметрами, в которых независимыми переменными являются напряжение \dot{U}_2 и ток \dot{I}_1 , а зависимыми — напряжение \dot{U}_1 и ток \dot{I}_2 .

Из системы уравнений (3.1) находим

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \frac{1}{\underline{Y}_{11}} \dot{I}_1 - \frac{\underline{Y}_{12}}{\underline{Y}_{11}} \dot{U}_2 = \underline{H}_{11} \dot{I}_1 + \underline{H}_{12} \dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 &= \frac{\underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_{11}} \dot{I}_1 - \frac{\underline{Y}_{21} \underline{Y}_{12}}{\underline{Y}_{11}} \dot{U}_2 + \underline{Y}_{22} \dot{U}_2 = \frac{\underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_{11}} \dot{I}_1 + \frac{\underline{Y}_{22} \underline{Y}_{11} - \underline{Y}_{21} \underline{Y}_{12}}{\underline{Y}_{11}} \dot{U}_2 = \\ &= \underline{H}_{21} \dot{I}_1 + \underline{H}_{22} \dot{U}_2. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Таким образом, уравнения четырехполюсника с использованием H -параметров принимают вид

$$\dot{U}_1 = \underline{H}_{11} \dot{I}_1 + \underline{H}_{12} \dot{U}_2; \quad \dot{I}_2 = \underline{H}_{21} \dot{I}_1 + \underline{H}_{22} \dot{U}_2. \quad (3.7)$$

Из режимов холостого хода со стороны входных зажимов и короткого замыкания со стороны выходных зажимов четырехполюсника можно определить H -параметры: $\underline{H}_{11} = (\dot{U}_1 / \dot{I}_1)_{U_2 = 0}$ — параметр, характеризующий входное сопротивление при коротком замыкании на выходе; $\underline{H}_{12} = (\dot{U}_1 / \dot{U}_2)_{I_1 = 0}$ — параметр, соответствующий коэффициенту обратной передачи напряжения при холостом ходе на входе; $\underline{H}_{21} = (\dot{I}_2 / \dot{I}_1)_{U_2 = 0}$ — параметр, соответствующий коэффициенту прямой передачи тока при коротком замыкании на выходе; $\underline{H}_{22} = (\dot{I}_2 / \dot{U}_2)_{I_1 = 0}$ — параметр, описывающий полную проводимость на выходе четырехполюсника при холостом ходе на входных зажимах.

Аналогичным способом (как при определении A - и H -параметров) можно получить другие формы записи уравнений четырехполюсника: форму Z

$$\dot{U}_1 = \underline{Z}_{11} \dot{I}_1 + \underline{Z}_{12} \dot{I}_2; \quad \dot{U}_2 = \underline{Z}_{21} \dot{I}_1 + \underline{Z}_{22} \dot{I}_2; \quad (3.8)$$

форму B

$$\dot{U}_2 = \underline{B}_{11} \dot{U}_1 + \underline{B}_{12} \dot{I}_1; \quad \dot{I}_2 = \underline{B}_{21} \dot{U}_1 + \underline{B}_{22} \dot{I}_1 \quad (3.9)$$

и форму G

$$\dot{I}_1 = \underline{G}_{11} \dot{U}_1 + \underline{G}_{12} \dot{I}_2; \quad \dot{U}_2 = \underline{G}_{21} \dot{U}_1 + \underline{G}_{22} \dot{I}_2. \quad (3.10)$$

§ 3.3. Определение постоянных четырехполюсника

Значения постоянных четырехполюсника \underline{A} , \underline{B} , \underline{C} и \underline{D} определяются различным сочетанием трех комплексных величин: входной проводимости Y_{11} со стороны зажимов $1-1'$ при закороченных зажимах $2-2'$, входной проводимости Y_{22} со стороны зажимов $2-2'$ при закороченных зажимах $1-1'$ и взаимной проводимости $Y_{12} = Y_{21}$. Таким образом, для определения постоянных четырехполюсника опытным путем достаточно иметь результаты опытов, определяющих три комплексные величины: Y_{11} , Y_{22} и $Y_{12} = Y_{21}$. Значения коэффициентов \underline{A} , \underline{B} , \underline{C} и \underline{D} наиболее просто определить по данным опытов холостого хода и короткого замыкания четырехполюсника, если измерять входные сопротивления со стороны зажимов $1-1'$ и $2-2'$ в режимах холостого хода и короткого замыкания, т. е. Z_{1x} , $Z_{1к}$, Z_{2x} , $Z_{2к}$.

Входное сопротивление четырехполюсника при питании его со стороны зажимов $1-1'$ (рис. 3.2, а)

$$\underline{Z}_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{\underline{A}\dot{U}_2 + \underline{B}\dot{I}_2}{\underline{C}\dot{U}_2 + \underline{D}\dot{I}_2} = \frac{\underline{A}(\dot{U}_2/\dot{I}_2) + \underline{B}}{\underline{C}(\dot{U}_2/\dot{I}_2) + \underline{D}} = \frac{\underline{A}\underline{Z}_H + \underline{B}}{\underline{C}\underline{Z}_H + \underline{D}}. \quad (3.11)$$

Входное сопротивление четырехполюсника при питании его со стороны зажимов $2-2'$ (рис. 3.2, б)

$$\underline{Z}_2 = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = \frac{\underline{D}\dot{U}_1 + \underline{B}\dot{I}_1}{\underline{C}\dot{U}_1 + \underline{A}\dot{I}_1} = \frac{\underline{D}(\dot{U}_1/\dot{I}_1) + \underline{B}}{\underline{C}(\dot{U}_1/\dot{I}_1) + \underline{A}} = \frac{\underline{D}\underline{Z}_H + \underline{B}}{\underline{C}\underline{Z}_H + \underline{A}}. \quad (3.12)$$

Из выражений (3.11) и (3.12) следует, что для симметричного четырехполюсника, когда $\underline{A} = \underline{D}$, входные сопротивления как при прямом, так и обратном включении одинаковы, т. е. $Z_1 = Z_2$.

Согласно (3.11) и (3.12), при холостом ходе ($Z_H = \infty$) входные сопротивления четырехполюсника соответственно равны

$$\underline{Z}_{1x} = (\dot{U}_{1x}/\dot{I}_{1x}) = Z_{1x}e^{j\varphi_{1x}} = \underline{A}/\underline{C}; \quad \underline{Z}_{2x} = (\dot{U}_{2x}/\dot{I}_{2x}) = Z_{2x}e^{j\varphi_{2x}} = \underline{D}/\underline{C}. \quad (3.13)$$

При коротком замыкании ($Z_H = 0$) входные сопротивления четырехполюсника соответственно равны

$$\underline{Z}_{1к} = (\dot{U}_{1к}/\dot{I}_{1к}) = Z_{1к}e^{j\varphi_{1к}} = \underline{B}/\underline{D}; \quad \underline{Z}_{2к} = (\dot{U}_{2к}/\dot{I}_{2к}) = Z_{2к}e^{j\varphi_{2к}} = \underline{B}/\underline{A}. \quad (3.14)$$

Из уравнений (3.13) и (3.14) следует, что для линейного пассивного четырехполюсника справедливо равенство $(\underline{Z}_{1x}/\underline{Z}_{1к}) = (\underline{Z}_{2x}/\underline{Z}_{2к})$, так как $\underline{Z}_{1x}/\underline{Z}_{1к} = \underline{AD}/(\underline{BC})$ и $\underline{Z}_{2x}/\underline{Z}_{2к} = \underline{AD}/(\underline{BC})$.

Следовательно, для определения А-параметров достаточно взять три из четырех соотношений (3.13), (3.14), так как только три являются независимыми, и уравнение связи параметров (3.3). Таким образом, достаточно провести три опыта из четырех возможных опытов холостого хода и короткого замыкания (при прямом и обратном включении четырехполюсника). При каждом опыте для определения модуля вход-

ного сопротивления и его аргумента необходимо замерять напряжение, ток и мощность на входе четырехполюсника. В самом деле, данные о токе и напряжении позволяют определить модуль входного сопротивления, а из значения мощности найти его аргумент. В частности, из опыта холостого хода при прямом включении четырехполюсника имеем: $\underline{Z}_{1x} = \dot{U}_{1x}/\dot{I}_{1x}$, $\cos \varphi_{1x} = P_{1x}/(U_{1x}I_{1x})$, $\varphi_{1x} = \arccos \cos \varphi_{1x}$, $\underline{Z}_{1x} = Z_{1x}e^{j\varphi_{1x}}$.

Из опытов холостого хода и короткого замыкания четырехполюсника при обратном включении находят \underline{Z}_{2x} и \underline{Z}_{2k} .

Из уравнений (3.13) и (3.14) имеем:

$$\underline{B} = \underline{A}\underline{Z}_{2k}; \quad \underline{C} = \underline{A}/\underline{Z}_{1x}; \quad \underline{D} = \underline{C}\underline{Z}_{2x} = \underline{A}\underline{Z}_{2x}/\underline{Z}_{1x}. \quad (3.15)$$

Подставив выражения (3.15) в уравнение (3.3), найдем выражение для определения параметра A для обратимого четырехполюсника:

$$\underline{AD} - \underline{BC} = \underline{A}^2 \frac{\underline{Z}_{2x}}{\underline{Z}_{1x}} - \underline{A}^2 \frac{\underline{Z}_{2k}}{\underline{Z}_{1x}} = 1, \quad (3.16)$$

откуда

$$\underline{A} = \sqrt{\underline{Z}_{1x}/(\underline{Z}_{2x} - \underline{Z}_{2k})}.$$

Затем из уравнений (3.15) находим параметры \underline{B} , \underline{C} , \underline{D} .

При анализе работы четырехполюсника под нагрузкой уравнение (3.2) выражают через напряжения и токи, получаемые из опытов холостого хода и короткого замыкания. Если заданы напряжение \dot{U}_2 и ток \dot{I}_2 четырехполюсника, то при опыте холостого хода, когда $\dot{I}_2 = 0$ и напряжение \dot{U}_{2x} при разомкнутых зажимах 2—2' равно напряжению \dot{U}_2 , при подключении к ним нагрузки напряжение и ток на входных зажимах 1—1', согласно (3.2), равны соответственно $\dot{U}_{1x} = \underline{A}\dot{U}_2$; $\dot{I}_{1x} = \underline{C}\dot{U}_2$.

При опыте короткого замыкания, когда напряжение на зажимах 2—2' равно $\dot{U}_{2k} = 0$, а ток \dot{I}_{2k} равен току нагрузки \dot{I}_2 , напряжение и ток на входных зажимах 1—1', согласно (3.2), равны $\dot{U}_{1k} = \underline{B}\dot{I}_2$; $\dot{I}_{1k} = \underline{D}\dot{I}_2$.

Напряжение \dot{U}_1 и ток \dot{I}_1 при работе четырехполюсника под нагрузкой в уравнениях (3.2) можно выразить соответственно через суммы напряжений и токов в режимах холостого хода и короткого замыкания:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \underline{A}\dot{U}_2 + \underline{B}\dot{I}_2 = \dot{U}_{1x} + \dot{U}_{1k}, \\ \dot{I}_1 &= \underline{C}\dot{U}_2 + \underline{D}\dot{I}_2 = \dot{I}_{1x} + \dot{I}_{1k}. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Таким образом, напряжение \dot{U}_1 и ток \dot{I}_1 при любом режиме работы приемника, т. е. при любых заданных напряжении \dot{U}_2 и токе \dot{I}_2 , могут быть определены путем «наложения» соответствующих режимов холостого хода и короткого замыкания. Для того чтобы получить в опытах холостого хода и короткого замыкания на зажимах 2—2' напряжение \dot{U}_2 и ток \dot{I}_2 , необходимо установить на зажимах 1—1' в опыте холостого хода напряжение \dot{U}_{1x} и ток \dot{I}_{1x} , пропорциональные \dot{U}_2 , а в опыте короткого замыкания — напряжение \dot{U}_{1k} и ток \dot{I}_{1k} , пропорциональные току \dot{I}_2 .

Для характеристики рабочих режимов четырехполюсников часто

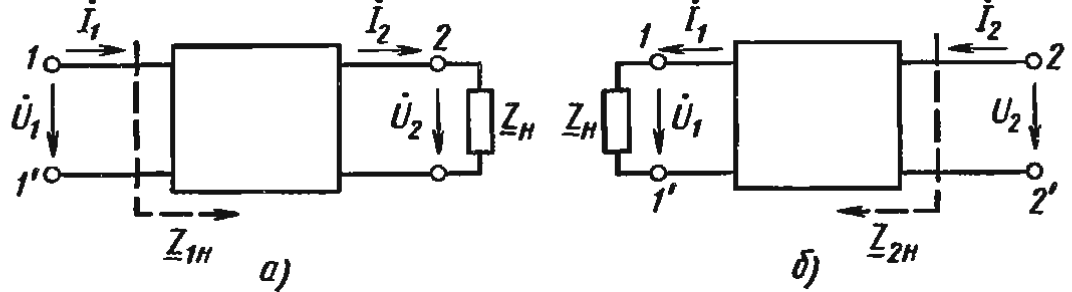


Рис. 3.2

используют понятия входного сопротивления со стороны зажимов $1-1'$ при сопротивлении нагрузки Z_H (рис. 3.2, а) и входного сопротивления со стороны зажимов $2-2'$ при сопротивлении Z_H (рис. 3.2, б). Вычислить входные сопротивления \underline{Z}_1 и \underline{Z}_2 четырехполюсника можно по формулам (3.11) и (3.12). На практике наряду с этими формулами применяют и другие выражения. Так, можно в формулы (3.11) и (3.12) вместо постоянных четырехполюсника \underline{A} , \underline{B} , \underline{C} и \underline{D} подставить их значения, выраженные через сопротивления холостого хода и короткого замыкания при прямом и обратном подключении:

$$\underline{Z}_1 = \frac{\underline{A}\underline{Z}_H + \underline{B}}{\underline{C}\underline{Z}_H + \underline{D}} = \frac{\underline{A}\underline{Z}_H + \underline{A}\underline{Z}_{2к}}{\underline{C}\underline{Z}_H + \underline{C}\underline{Z}_{2х}} = \frac{\underline{A}}{\underline{C}} \frac{\underline{Z}_{2к} + \underline{Z}_H}{\underline{Z}_{2х} + \underline{Z}_H} = \underline{Z}_{1х} \frac{\underline{Z}_{2к} + \underline{Z}_H}{\underline{Z}_{2х} + \underline{Z}_H};$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{\underline{D}\underline{Z}_H + \underline{B}}{\underline{C}\underline{Z}_H + \underline{A}} = \frac{\underline{D}\underline{Z}_H + \underline{D}\underline{Z}_{1к}}{\underline{C}\underline{Z}_H + \underline{C}\underline{Z}_{1х}} = \frac{\underline{D}}{\underline{C}} \frac{\underline{Z}_{1к} + \underline{Z}_H}{\underline{Z}_{1х} + \underline{Z}_H} = \underline{Z}_{2х} \frac{\underline{Z}_{1к} + \underline{Z}_H}{\underline{Z}_{1х} + \underline{Z}_H}. \quad (3.18)$$

Входные сопротивления $\underline{Z}_{1х}$, $\underline{Z}_{1к}$, $\underline{Z}_{2х}$ и $\underline{Z}_{2к}$ определяют по формулам (3.13) и (3.14).

§ 3.4. Эквивалентные схемы четырехполюсника

Ранее было показано, что пассивный обратимый четырехполюсник характеризуется только тремя независимыми параметрами из четырех. Четвертая связь между параметрами \underline{A} , \underline{B} , \underline{C} , \underline{D} может быть задана уравнением связи $\underline{AD} - \underline{BC} = 1$. В результате простейшая эквивалентная схема пассивного четырехполюсника должна содержать три элемента, поэтому пассивный четырехполюсник можно представить эквивалентной схемой в виде трехлучевой звезды (Т-образная схема) на рис. 3.3, а или эквивалентным ей треугольником (Π-образная схема) на рис. 3.3, б. Три

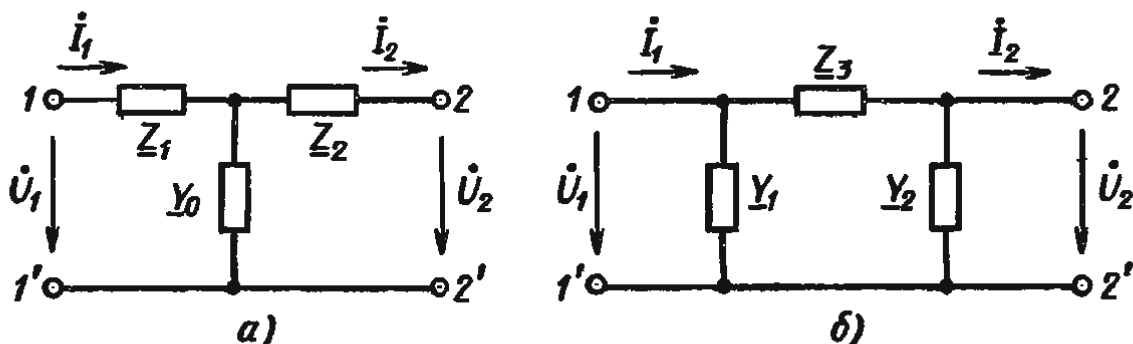


Рис. 3.3

эквивалентных сопротивлений Т- и П-образной схем должны быть рассчитаны таким образом, чтобы каждая эквивалентная схема имела такие значения постоянных \underline{A} , \underline{B} , \underline{C} , \underline{D} , какие имеет заменяемый ею четырехполюсник.

Определим параметры Т-образной схемы. Сначала выразим напряжение \dot{U}_1 и ток \dot{I}_1 через напряжение \dot{U}_2 и ток \dot{I}_2 :

$$\dot{U}_1 = \underline{Z}_1 \dot{I}_1 + \underline{Z}_2 \dot{I}_2 + \dot{U}_2; \quad \dot{I}_1 = \dot{I}_2 + (\underline{Z}_2 \dot{I}_2 + \dot{U}_2) \underline{Y}_0, \quad (3.19)$$

а затем сопоставим полученные выражения с уравнениями четырехполюсника (3.2) в форме А:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= (1 + \underline{Z}_1 \underline{Y}_0) \dot{U}_2 + (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_1 \underline{Z}_2 \underline{Y}_0) \dot{I}_2 = \underline{A} \dot{U}_2 + \underline{B} \dot{I}_2; \\ \dot{I}_1 &= \underline{Y}_0 \dot{U}_2 + (1 + \underline{Z}_2 \underline{Y}_0) \dot{I}_2 = \underline{C} \dot{U}_2 + \underline{D} \dot{I}_2. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Из (3.20) находим связь между постоянными четырехполюсника и параметрами эквивалентной Т-образной схемы: $\underline{A} = 1 + \underline{Z}_1 \underline{Y}_0$; $\underline{B} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_1 \underline{Z}_2 \underline{Y}_0$; $\underline{C} = \underline{Y}_0$; $\underline{D} = 1 + \underline{Z}_2 \underline{Y}_0$, откуда $\underline{Z}_1 = (\underline{A} - 1)/\underline{C}$; $\underline{Z}_2 = (\underline{D} - 1)/\underline{C}$; $\underline{Y}_0 = \underline{C}$.

Определим параметры П-образной схемы (рис. 3.3, б), выразив сначала \dot{U}_1 и \dot{I}_1 через \dot{U}_2 и \dot{I}_2 :

$$\dot{U}_1 = \underline{Z}_3 (\dot{I}_2 + \underline{Y}_2 \dot{U}_2) + \dot{U}_2; \quad \dot{I}_1 = \underline{Y}_1 \dot{U}_1 + \underline{Y}_2 \dot{U}_2 + \dot{I}_2, \quad (3.21)$$

или в форме А:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= (1 + \underline{Y}_2 \underline{Z}_3) \dot{U}_2 + \underline{Z}_3 \dot{I}_2 = \underline{A} \dot{U}_2 + \underline{B} \dot{I}_2; \\ \dot{I}_1 &= (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_1 \underline{Y}_2 \underline{Z}_3) \dot{U}_2 + (1 + \underline{Y}_1 \underline{Z}_3) \dot{I}_2 = \underline{C} \dot{U}_2 + \underline{D} \dot{I}_2. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Из (3.22) находим связь между постоянными четырехполюсника и параметрами его эквивалентной П-образной схемы: $\underline{A} = 1 + \underline{Y}_2 \underline{Z}_3$; $\underline{B} = \underline{Z}_3$; $\underline{C} = \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_1 \underline{Y}_2 \underline{Z}_3$; $\underline{D} = 1 + \underline{Y}_1 \underline{Z}_3$, откуда $\underline{Y}_1 = (\underline{D} - 1)/\underline{B}$; $\underline{Y}_2 = (\underline{A} - 1)/\underline{B}$; $\underline{Z}_3 = \underline{B}$.

Если четырехполюсник симметричный, то $\underline{A} = \underline{D}$ и в Т-образной схеме замещения $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2$, а в П-образной схеме $\underline{Y}_1 = \underline{Y}_2$.

§ 3.5. Передаточные функции четырехполюсников

Передаточной функцией (или *коэффициентом передачи*) четырехполюсника называется отношение комплексного напряжения или тока на выходе четырехполюсника к комплексному напряжению или току на входе:

$$\underline{K}_u = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{U_2}{U_1} e^{j(\psi_{u2} - \psi_{u1})} = |K_u| e^{j\psi_u}$$

— коэффициент передачи по напряжению и

$$\underline{K}_i = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{I_2}{I_1} e^{j(\psi_{i2} - \psi_{i1})} = |K_i| e^{j\psi_i}$$

— коэффициент передачи по току. Коэффициенты передачи являются безразмерными величинами и в общем случае являются комплексными, зависящими от частоты.

Четырехполюсник можно также характеризовать отношениями различных электрических величин:

$$\underline{K}_Z = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} = \frac{U_2}{I_1} e^{j(\psi_{u2} - \psi_{i1})} = Z_{21} e^{j(\psi_{u2} - \psi_{i1})}$$

— передаточным сопротивлением и

$$\underline{K}_Y = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} = \frac{I_2}{U_1} e^{j(\psi_{i2} - \psi_{u1})} = Y_{21} e^{j(\psi_{i2} - \psi_{u1})}$$

-- передаточной проводимостью, которые соответственно имеют размерность сопротивления и проводимости и представляют собой комплексные величины, зависящие от частоты.

В четырехполюснике, нагруженном сопротивлением Z_H , передаточные функции можно выразить через любые первичные параметры четырехполюсника и сопротивление нагрузки Z_H , например через систему А-параметров:

$$\underline{K}_u = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 = \dot{U}_2 / (\underline{A}\dot{U}_2 + \underline{B}\dot{I}_2) = 1 / [\underline{A} + \underline{B}(\dot{I}_2 / \dot{U}_2)] = \underline{Z}_H / (\underline{A}Z_H + \underline{B}); \quad (3.23)$$

$$\underline{K}_i = \dot{I}_2 / \dot{I}_1 = \dot{I}_2 / (\underline{C}\dot{U}_2 + \underline{D}\dot{I}_2) = 1 / [\underline{C}(\dot{U}_2 / \dot{I}_2) + \underline{D}] = 1 / (\underline{C}Z_H + \underline{D}); \quad (3.24)$$

$$\underline{K}_Z = \dot{U}_2 / \dot{I}_1 = \dot{U}_2 / (\underline{C}\dot{U}_2 + \underline{D}\dot{I}_2) = 1 / [\underline{C} + \underline{D}(\dot{I}_2 / \dot{U}_2)] = \underline{Z}_H / (\underline{C}Z_H + \underline{D}); \quad (3.25)$$

$$\underline{K}_Y = \dot{I}_2 / \dot{U}_1 = \dot{I}_2 / (\underline{A}\dot{U}_2 + \underline{B}\dot{I}_2) = 1 / [\underline{A}(\dot{U}_2 / \dot{I}_2) + \underline{B}] = 1 / (\underline{A}Z_H + \underline{B}). \quad (3.26)$$

При холостом ходе четырехполюсника, когда $I_2 = 0$ ($Z_H = \infty$), имеем $\underline{K}_{ux} = 1/\underline{A}$ и $\underline{K}_{Zx} = 1/\underline{C}$, а при коротком замыкании, когда $\dot{U}_2 = 0$ ($Z_H = 0$), имеем $\underline{K}_{ik} = 1/\underline{D}$ и $\underline{K}_{Yk} = 1/\underline{B}$.

§ 3.6. Активный четырехполюсник

Четырехполюсник, в схеме которого имеются нескомпенсированные источники энергии, называется *активным*. Рассмотрим активный четырехполюсник (рис. 3.4, а), к входным зажимам 1—1' которого подключен источник э. д. с. \dot{E}_1 , а к выходным зажимам 2—2' — сопротивление нагрузки Z_H . В ветвях внутри четырехполюсника может быть несколько э. д. с. E_n , где $n = 3, 4, \dots, m$. Используя теорему компенсации, сопротивление нагрузки Z_H заменим источником э. д. с. $\dot{E}_2 = \dot{I}_2 Z_H$ (рис. 3.4, б) и по принципу наложения запишем выражения для токов \dot{I}_1 и \dot{I}_2 :

$$\dot{I}_1 = \dot{E}_1 Y_{11} - \dot{E}_2 Y_{12} + \sum_{n=3}^m \dot{E}_n Y_{1n};$$

$$\dot{I}_2 = \dot{E}_1 Y_{21} - \dot{E}_2 Y_{22} + \sum_{n=3}^m \dot{E}_n Y_{2n}.$$

(3.27)

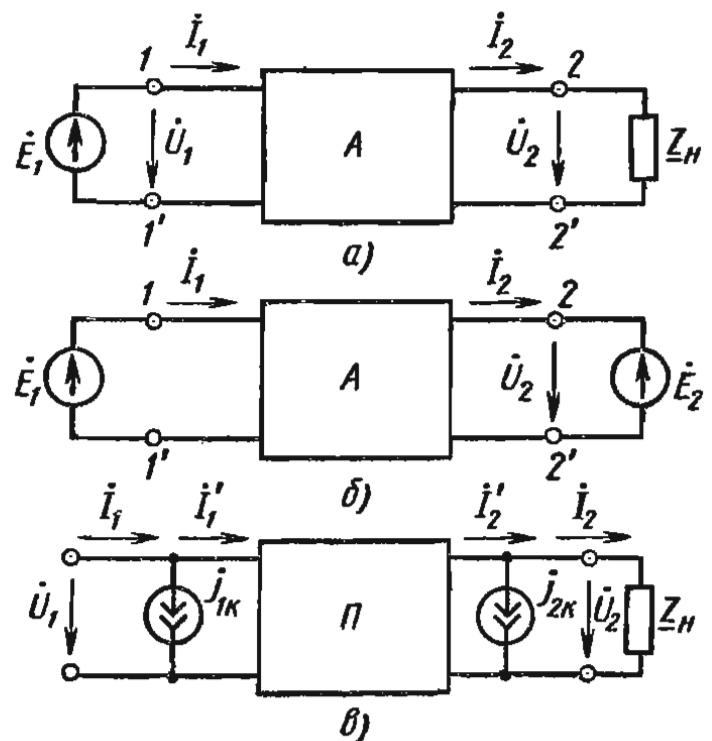


Рис. 3.4

В (3.27) составляющие токов, вызванных находящимися внутри четырехполюсника э. д. с. $\sum_{n=3}^m E_n$, выразим как $\dot{I}_{1a} = \sum_{n=3}^m \dot{E}_n Y_{1n}$ и $\dot{I}_{2a} = \sum_{n=3}^m \dot{E}_n Y_{2n}$, а э. д. с. \dot{E}_1 и \dot{E}_2 заменим соответствующими напряжениями \dot{U}_1 и \dot{U}_2 . Тогда уравнения (3.27) принимают вид

$$\dot{I}_1 = Y_{11}\dot{U}_1 - Y_{12}\dot{U}_2 + \dot{I}_{1a}; \quad \dot{I}_2 = Y_{21}\dot{U}_1 - Y_{22}\dot{U}_2 + \dot{I}_{2a}. \quad (3.28)$$

Будем считать, что зажимы 1-1' и 2-2' замкнуты накоротко. При этом во входной ветви протекает ток $\dot{I}_{1к} = \dot{I}_{1a}$, а в выходной — ток $\dot{I}_{2к} = \dot{I}_{2a}$ *

Тогда уравнения (3.28) можно переписать в виде

$$\dot{I}_1 - \dot{I}_{1к} = Y_{11}\dot{U}_1 - Y_{12}\dot{U}_2; \quad \dot{I}_2 - \dot{I}_{2к} = Y_{21}\dot{U}_1 - Y_{22}\dot{U}_2. \quad (3.29)$$

От уравнений для пассивного четырехполюсника (3.1) уравнения (3.29) отличаются тем, что в их левых частях стоит разность токов $\dot{I}_1 - \dot{I}_{1к}$ и $\dot{I}_2 - \dot{I}_{2к}$, а не \dot{I}_1 и \dot{I}_2 . Следовательно, уравнения (3.1) будут справедливы для активного четырехполюсника, если в них заменить токи \dot{I}_1 и \dot{I}_2 соответственно на разность токов $\dot{I}_1 - \dot{I}_{1к}$ и $\dot{I}_2 - \dot{I}_{2к}$.

Из уравнений (3.29) в результате их совместного решения относительно \dot{U}_1 и \dot{I}_1 можно получить уравнения для активного четырехполюсника в форме А:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= (Y_{22}/Y_{21})\dot{U}_2 + (1/Y_{21})(\dot{I}_2 - \dot{I}_{2к}); \\ \dot{I}_1 &= [(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})/Y_{21}]\dot{U}_2 + (Y_{11}/Y_{21})(\dot{I}_2 - \dot{I}_{2к}) + \dot{I}_{1к} \end{aligned}$$

или

$$\dot{U}_1 = \underline{A}\dot{U}_2 + \underline{B}(\dot{I}_2 - \dot{I}_{2к}); \quad \dot{I}_1 - \dot{I}_{1к} = \underline{C}\dot{U}_2 + \underline{D}(\dot{I}_2 - \dot{I}_{2к}). \quad (3.30)$$

Постоянные \underline{A} , \underline{B} , \underline{C} и \underline{D} в этом случае определяются так же, как и для пассивного четырехполюсника, и также удовлетворяют условию $\underline{AD} - \underline{BC} = 1$.

Из уравнений (3.30) следует, что активный четырехполюсник (рис. 3.4, а) эквивалентен пассивному (рис. 3.4, в), к входным и выходным зажимам которого подключены параллельно ветви с источниками тока $\dot{J}_{1к} = \dot{I}_{1к}$ и $\dot{J}_{2к} = \dot{I}_{2к}$, заменяющими все источники энергии, находящиеся внутри активного четырехполюсника. Токи эквивалентных источников тока в каждом частном случае находятся расчетным путем. Таким образом, анализ цепи с активным четырехполюсником можно свести к анализу эквивалентной схемы с пассивным четырехполюсником.

* В отличие от пассивного четырехполюсника, где токи короткого замыкания находят поочередно, в активных четырехполюсниках их определяют при одновременном коротком замыкании входных и выходных зажимов.

§ 4.1. Основные определения. Трехфазная система э. д. с.

Трехфазные электрические цепи представляют собой частный случай многофазных цепей. Многофазная система электрических цепей есть совокупность нескольких однофазных электрических цепей, в каждом из которых действуют синусоидальные э. д. с. одной и той же частоты, создаваемые общим источником энергии и сдвинутые друг относительно друга по фазе на один и тот же угол. Следует отметить, что термин «фаза» применяют для обозначения угла, характеризующего стадию периодического процесса, а также для названия однофазной цепи, входящей в многофазную цепь.

Обычно применяют симметричные многофазные системы, у которых амплитудные значения э. д. с. одинаковы, а фазы сдвинуты друг относительно друга на один и тот же угол $2\pi/m$, где m — число фаз. Наиболее часто в электротехнике используют двухфазные, трехфазные, шестифазные цепи. Так, в автоматике и в электроизмерительной технике широко распространены двухфазные системы, в электроэнергетике наибольшее практическое значение имеют трехфазные системы.

Трехфазные цепи — это совокупность трех однофазных цепей, в которых действуют синусоидальные э. д. с. одной и той же частоты, сдвинутые по фазе друг относительно друга на угол $2\pi/3$. Передача электрической энергии на дальние расстояния по трехфазным цепям более выгодна, чем передача энергии по однофазным цепям; кроме того, трехфазные синхронные генераторы и двигатели, трехфазные асинхронные двигатели и трансформаторы более просты в производстве, экономичны и надежны в эксплуатации. В трехфазных системах достаточно просто получить вращающееся магнитное поле, воздействие которого на проводники с током положено в основу принципа работы асинхронных и синхронных электродвигателей.

Источником электрической энергии в трехфазной цепи является синхронный генератор, в трех обмотках которого, конструктивно сдвинутых друг относительно друга на угол $2\pi/3$ и называемых фазами, индуцируются три э. д. с., фазы которых, в свою очередь, также сдвинуты относительно друг друга на угол $2\pi/3$.

Устройство трехфазного синхронного генератора схематически показано на рис. 4.1. В пазах сердечника статора расположены три одинаковые обмотки. Для простоты будем считать, что каждая из обмоток состоит только из одного витка, т. е. из двух проводов, заложенных в диаметрально противоположных пазах статора. Эти два провода каждой из обмоток на заднем торце статора соединены друг с другом (показано пунктиром). На переднем торце статора витки обмоток оканчиваются зажимами A, B, C (начало обмоток) и соответственно зажимами X, Y, Z (концы обмоток). Начала обмоток смещены относительно друг друга на угол $2\pi/3$, и соответственно их концы также сдвинуты

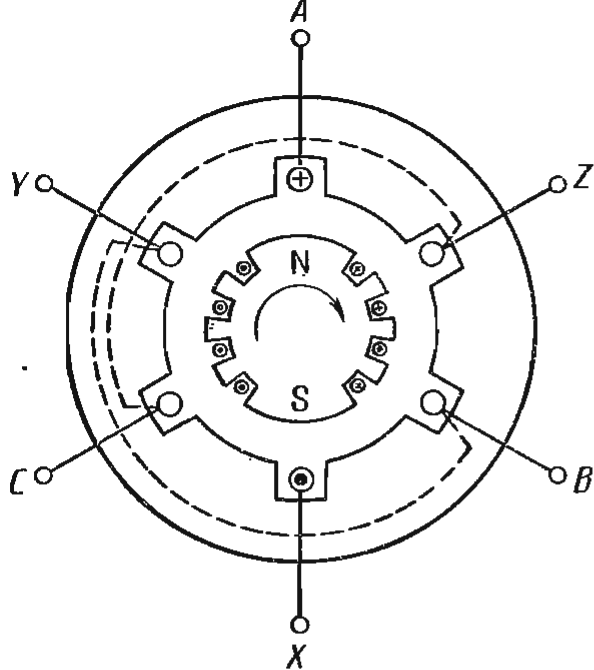


Рис. 4.1

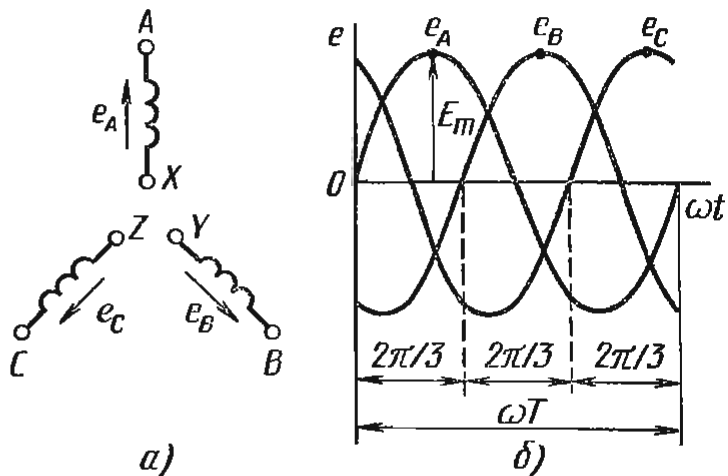


Рис. 4.2

относительно друг друга на угол $2\pi/3$. Э. д. с. в обмотках статора индуцируются в результате пересечения их витков магнитным полем, которое возбуждается постоянным током, проходящим по обмотке вращающегося ротора, которая называется *обмоткой возбуждения*. При равномерной частоте вращения ротора в обмотках статора индуцируются синусоидальные э. д. с. одинаковой частоты, сдвинутые по фазе относительно друг друга на угол $2\pi/3$.

Трехфазная система э. д. с., индуцируемых в статоре синхронного генератора, обычно представляет собой симметричную систему.

На электрических схемах обмотки статора трехфазного генератора условно изображают так, как показано на рис. 4.2, а; за условное положительное направление э. д. с. в каждой фазе генератора принимают направление от конца к началу обмотки.

Если фазу фазной э. д. с. А принять за исходную, равную нулю, то мгновенные значения э. д. с. трехфазного генератора (рис. 4.2, б) можно выразить аналитически:

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \sin \omega t; \\ e_B &= E_m \sin (\omega t - 2\pi/3); \\ e_C &= E_m \sin (\omega t - 4\pi/3) = E_m \sin (\omega t + 2\pi/3). \end{aligned} \quad (4.1)$$

Для симметричной трехфазной системы э. д. с., согласно (4.1), справедливо равенство

$$e_A + e_B + e_C = 0. \quad (4.2)$$

Итак, алгебраическая сумма мгновенных значений э. д. с. симметричной трехфазной системы равна нулю.

Учитывая, что вектор э. д. с. фазы А совмещен с вещественной осью комплексной плоскости (рис. 4.3, а, б), для комплексных значений э. д. с. систему (4.1) можно записать следующим образом:

$$\dot{E}_A = Ee^0 = E;$$

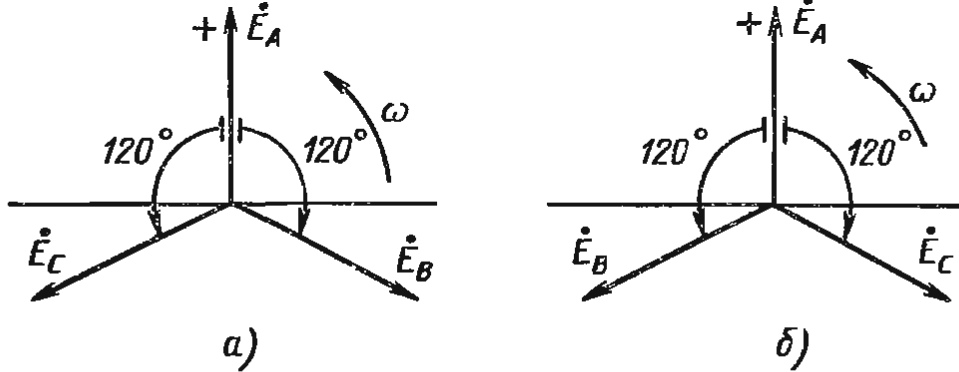


Рис. 4.3

$$\begin{aligned} \dot{E}_B &= E e^{-j2\pi/3} = E \cos \frac{2\pi}{3} - jE \sin \left(\frac{2\pi}{3} \right) = -\frac{1}{2} E - j \frac{\sqrt{3}}{2} E; \\ \dot{E}_C &= E e^{j2\pi/3} = E \cos \frac{2\pi}{3} + jE \sin \left(\frac{2\pi}{3} \right) = -\frac{1}{2} E + j \frac{\sqrt{3}}{2} E. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Из векторных диаграмм рис. 4.3, а, а также из уравнений (4.3) следует, что

$$\dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C = 0. \quad (4.4)$$

Таким образом, сумма амплитуд или действующих значений э. д. с. симметричной трехфазной системы равна нулю.

На рис. 4.2, б показано изменение мгновенных значений э. д. с. трехфазного генератора, а на рис. 4.3, а, б даны его векторные диаграммы для прямой и обратной последовательности чередования фаз. Последовательность, с которой э. д. с. в фазных обмотках генератора принимает одинаковые значения, называют *порядком чередования фаз* или *последовательностью фаз*. Если ротор генератора вращать в направлении, указанном на рис. 4.1, то получается последовательность чередования фаз *ABC*, т. е. э. д. с. фазы *B* отстает по фазе от э. д. с. фазы *A* и э. д. с. фазы *C* отстает по фазе от э. д. с. фазы *B*. Такую систему э. д. с. называют *системой прямой последовательности*. Если изменить направление вращения ротора генератора на противоположное, то последовательность чередования фаз будет обратной. У генераторов роторы всегда вращаются в одном направлении, вследствие чего последовательность чередования фаз никогда не изменяется. На практике у генераторов обычно применяется прямая последовательность чередования фаз.

От последовательности чередования фаз зависит направление вращения трехфазных синхронных и асинхронных двигателей. Достаточно поменять местами две любые фазы двигателя, как возникает обратная последовательность чередования фаз и, следовательно, противоположное направление вращения двигателя.

Последовательность фаз необходимо также учитывать при параллельном включении трехфазных генераторов.

§ 4.2. Способы соединения фаз источника трехфазного тока и соотношения между его линейными и фазными напряжениями

На рис. 4.4 показана схема трехфазной цепи, фазы которой электрически не связаны друг с другом. Таковую трехфазную цепь называют *несвязанной*. Так как в несвязанной трехфазной цепи каждая из фаз источника соединяется с приемником двумя проводами, то в этом случае имеется шесть соединительных проводов. Несвязанные трехфазные цепи неэкономичны, и обычно их не применяют.

С целью уменьшения числа соединительных проводов в трехфазной системе используют *связанные* цепи, в которых фазы источника (или приемника) соединяются между собой звездой или треугольником.

Трехфазная система создана и внедрена в практику русским ученым М. О. Доливо-Добровольским в 90-х годах XIX столетия, который изобрел все звенья этой системы — генераторы, трансформаторы, линии электропередачи и двигатели трехфазного тока.

При соединении фаз источника *звездой* (рис. 4.5, а) концы фаз X , Y , Z объединены в общую точку N , называемую *нейтральной*, а начала фаз A , B , C с помощью проводов соединены с приемником тремя проводами, которые называются *линейными*. Таковую трехфазную систему называют *трехпроводной*.

При соединении фаз источника *треугольником* (рис. 4.5, б) необходимо подключить конец каждой фазы к началу следующей, т. е. конец X первой фазы — с началом B второй фазы, конец Y второй фазы — с началом C третьей фазы и конец Z третьей фазы — с началом A первой фазы. Начала фаз A , B , C с помощью проводов соединяют с приемниками. Следует отметить, что при соединении треугольником фазы источника создают замкнутый контур и на первый взгляд может показаться, что в контуре при отключенных приемниках может возникнуть ток короткого замыкания, однако этого не происходит, так как в симметричной трехфазной системе сумма мгновенных значений э. д. с. $e_A + e_B + e_C = 0$. Следовательно, при холостом ходе источника ток в его фазах не возникает.

Соединение отдельных фаз трехфазных приемников звездой или треугольником осуществляют таким же образом, как и соединение

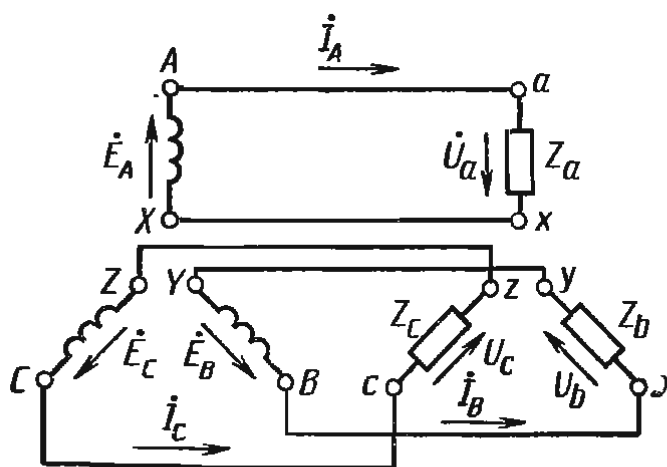


Рис. 4.4

звездой или треугольником источников. При соединении источника, например, звездой приемники могут быть соединены различным способом, т. е. одни — звездой, а другие — треугольником и т. д. Если нагрузка несимметричная, т. е. сопротивления фаз приемника не равны между собой, то при соединении источника и приемников звездой необходимо применять помимо

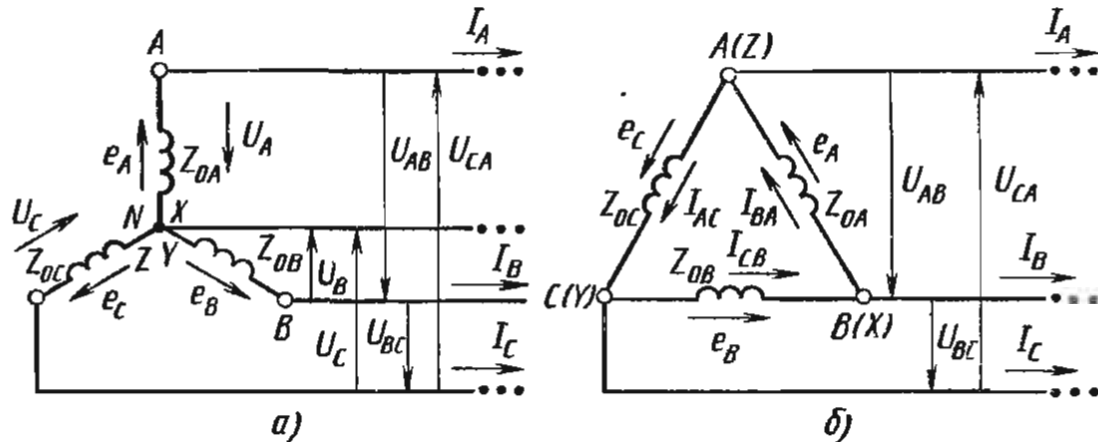


Рис. 4.5

трех линейных проводов четвертый, нейтральный провод, соединяющий нейтральные точки N и N' источника и приемника (далее рис. 4.7, а).

Напряжение между началом и концом фазы источника называют *фазным* (U_ϕ). Например, при соединении звездой фазными являются напряжения между началами фаз и нейтральной точкой источника N (рис. 4.5, а).

Фазными токами (I_ϕ) называются токи, проходящие через каждую фазу источника или приемника. Напряжения между началами A, B, C фаз источника или между линейными проводами называются *линейными* напряжениями U_Δ , а токи в линейных проводах — линейными токами I_Δ .

При анализе трехфазных цепей важно знать условные положительные направления э. д. с., напряжений и токов, ибо от их выбора зависят знаки в уравнениях, составляемых по законам Кирхгофа, а также направления векторов на векторных диаграммах. Как уже указывалось (см. § 4.1), за условное положительное направление э. д. с. в каждой фазе источника принимают направление от ее конца к началу, а за условное положительное направление напряжения в каждой фазе источника принимают направление от начала фазы к ее концу, направление же фазных токов совпадает с направлением э. д. с. в каждой фазе источника (рис. 4.5, а, б).

За условные положительные направления линейных напряжений принимают направление от начала одной фазы к началу другой, в частности напряжение U_{AB} направлено от A к B , напряжение U_{BC} — от B к C , напряжение U_{CA} — от C к A . Линейные токи, проходящие через линейные провода, всегда направлены от источника к приемнику (рис. 4.5, а, б). Фазные напряжения и токи приемников направлены в одну и ту же сторону.

Согласно второму закону Кирхгофа, э. д. с. фазы A при соединении звездой (рис. 4.5, а)

$$\dot{E}_A = \dot{I}_A Z_{0A} + \dot{U}_A,$$

откуда $\dot{U}_A = \dot{E}_A - \dot{I}_A Z_{0A}$, где Z_{0A} — внутреннее сопротивление фазы A источника. Аналогично находят напряжения в двух других фазах:

$$\dot{U}_B = \dot{E}_B - \dot{I}_B Z_{0B}; \quad \dot{U}_C = \dot{E}_C - \dot{I}_C Z_{0C}.$$

На практике приемники подключают не к отдельному источнику, а к сети, питающейся от системы параллельно работающих генераторов. Поэтому обычно пренебрегают внутренними сопротивлениями фаз источников и считают фазные э. д. с. равными фазным напряжениям.

Чтобы найти связь между фазными и линейными напряжениями, при соединении источников э. д. с. звездой согласно с выбранными условными положительными направлениями фазных и линейных напряжений по второму закону Кирхгофа можно записать следующие соотношения: $\dot{U}_{AB} + \dot{U}_B - \dot{U}_A = 0$; $\dot{U}_{BC} + \dot{U}_C - \dot{U}_B = 0$; $\dot{U}_{CA} + \dot{U}_A - \dot{U}_C = 0$, откуда

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B; \quad \dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C; \quad \dot{U}_{CA} = \dot{U}_C - \dot{U}_A. \quad (4.5)$$

Для симметричных источников

$$U_A = U_B = U_C = U_\phi; \quad U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_\text{л}.$$

Если принять потенциал нейтральной точки источника $\phi_N = 0$, то потенциалы начала его фаз будут равны фазным напряжениям: $\dot{U}_A = \dot{\phi}_A - \dot{\phi}_N = \dot{\phi}_A$; $\dot{U}_B = \dot{\phi}_B - \dot{\phi}_N = \dot{\phi}_B$; $\dot{U}_C = \dot{\phi}_C - \dot{\phi}_N = \dot{\phi}_C$, а линейные напряжения

$$\begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= \dot{\phi}_A - \dot{\phi}_B = \dot{U}_A - \dot{U}_B; \\ \dot{U}_{BC} &= \dot{\phi}_B - \dot{\phi}_C = \dot{U}_B - \dot{U}_C; \\ \dot{U}_{CA} &= \dot{\phi}_C - \dot{\phi}_A = \dot{U}_C - \dot{U}_A. \end{aligned} \quad (4.6)$$

По соотношениям (4.5), зная значения фазных напряжений, можно построить векторные диаграммы фазных и линейных напряжений источника при соединении его фаз звездой (рис. 4,6, а, б), которые будут представлять собой симметричную систему векторов, так как система фазных и линейных напряжений трехфазных генераторов, питающих электрическую сеть, вследствие их конструктивных особенностей симметрична.

Векторная диаграмма, представленная на рис. 4.6, а, соответствует симметричной системе фазных и линейных напряжений при соединении источников звездой. В этом случае на диаграмме как фазные, так и линейные напряжения соответственно равны и сдвинуты соответственно друг

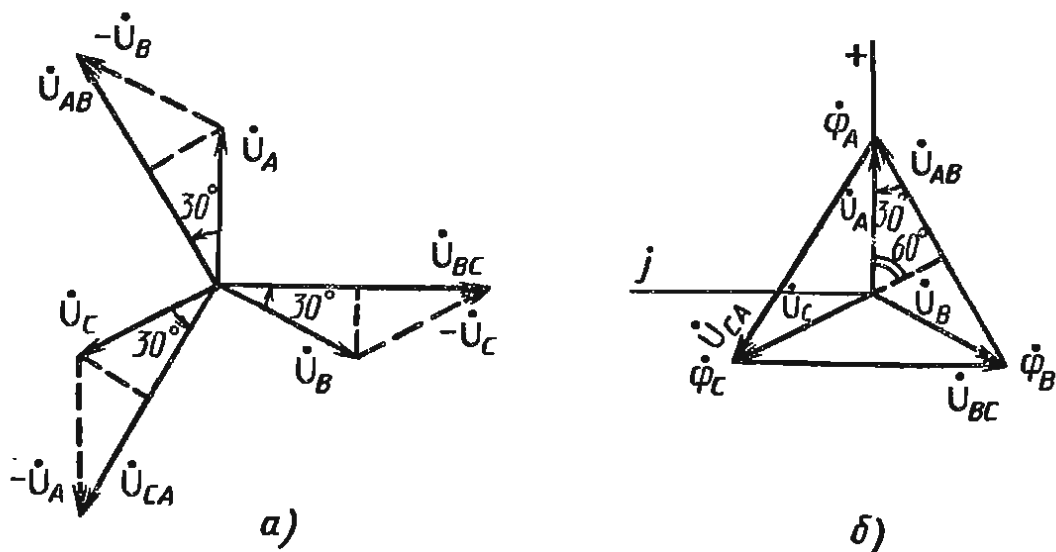


Рис. 4.6

относительно друга на угол $2\pi/3$. Кроме того, из векторной диаграммы видно, что векторы линейных напряжений \dot{U}_{AB} , \dot{U}_{BC} , \dot{U}_{CA} опережают по фазе соответственно векторы фазных напряжений \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C на угол $2\pi/6$.

Векторную диаграмму фазных и линейных напряжений источника при соединении звездой можно представить и так, как показано на рис. 4.6, б, где линейные напряжения изображены векторами, соединяющими соответствующие векторы фазных напряжений.

Из векторных диаграмм рис. 4.6, а, б можно получить соотношение, связывающее между собой фазные и линейные напряжения симметричного источника при соединении звездой. Так, для фазы А $\dot{U}_{AB} = 2U_A \cos 30^\circ = \sqrt{3} U_A$.

В общем случае при соединении фаз симметричного источника звездой связь между линейными и фазными напряжениями описывается выражением

$$U_{\text{л}} = \sqrt{3} U_{\text{ф}} \quad (4.7)$$

Таким образом, при соединении фаз симметричного источника звездой линейные напряжения в $\sqrt{3}$ раз больше фазных напряжений.

Для приемников низкого напряжения номинальными являются $U_{\text{л}} = 380$ В и $U_{\text{ф}} = 220$ В; $U_{\text{л}} = 220$ В и $U_{\text{ф}} = 127$ В.

Следует отметить, что в практике эксплуатации синхронных генераторов фазы их трехфазных обмоток соединяют только звездой, так как при отклонении э. д. с. источника от синусоидальной формы из-за наличия высших гармоник сумма мгновенных значений э. д. с. не будет равна нулю. При соединении фаз синхронного генератора треугольником при холостом ходе в его обмотках будут возникать токи, которые будут вызывать их нагревание и снижение к. п. д. генератора.

Из рис. 4.5, б видно, что при соединении фаз источника треугольником линейные напряжения равны фазным: $U_{\text{л}} = U_{\text{ф}}$.

Итак, независимо от способа соединения фаз источника линейные напряжения между линейными проводами трехфазной цепи одинаковы и сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол $2\pi/3$, вследствие чего сумма их мгновенных значений или векторов всегда равна нулю. Однако значения линейных напряжений при соединении фаз источника треугольником будут $\sqrt{3}$ раз меньше, чем значения линейных напряжений при соединении фаз того же источника звездой.

§ 4.3. Трехфазные цепи при соединении приемников звездой

Соединение звездой при симметричной нагрузке. При соединении приемников звездой концы фаз приемника соединены в общий узел N' . При этом концы всех фаз генератора соединены в общий узел N , а начала фаз — с нагрузкой — звездой сопротивлений.

Если узлы N и N' соединить проводом, называемым *нейтральным*, с сопротивлением Z_N , то получим четырехпроводную цепь (рис. 4.7, а). Сопротивления проводов, связывающих источник с нагрузкой, можно учесть в сопротивлениях нагрузки Z_a , Z_b , Z_c .

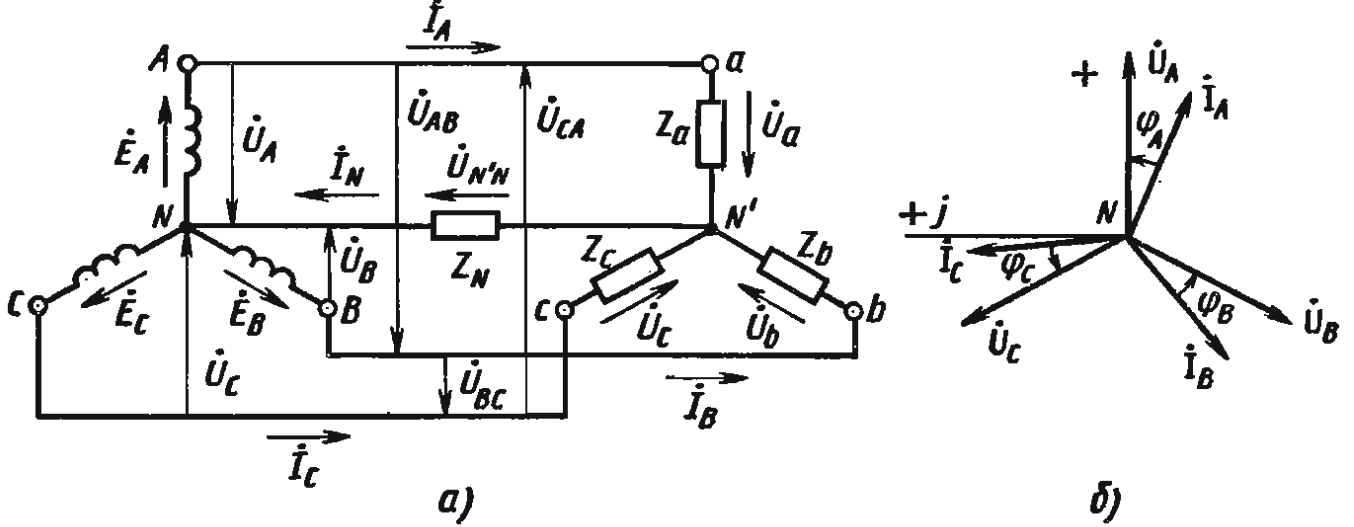


Рис. 4.7

Так как при соединении звездой фазы генератора соединены последовательно с фазами нагрузки, линейные токи одновременно являются и фазными токами как в фазах генератора, так и в фазах нагрузки:

$$I_{\phi} = I_{\text{л}} \quad (4.8)$$

За условные положительные направления линейных токов I_A, I_B, I_C принимают направления от источника к нагрузке, а за положительное направление тока в нейтральном проводе — от нагрузки к источнику.

Согласно первому закону Кирхгофа, ток в нейтральном проводе

$$\dot{I}_N = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C \quad (4.9)$$

При симметричной нагрузке $\dot{U}_a = \dot{U}_b = \dot{U}_c$ и $\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c$, поэтому токи в фазах приемника равны по значению и сдвинуты по фазе на один и тот же угол относительно соответствующих напряжений, т. е. $\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi$. Векторная диаграмма напряжений и токов для симметричной нагрузки представлена на рис. 4.7, б. Из диаграммы видно, что ток в нейтральном проводе равен нулю ($\dot{I}_N = 0$), так как $\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0$. Таким образом, если нагрузка равномерная, то необходимость в нейтральном проводе отпадает. Трехфазная цепь без нейтрального провода является трехпроводной.

Рассмотрим четырехпроводную цепь (рис. 4.7, а) более подробно. Найдем для этой цепи напряженье между нейтральными точками N и N' , или *смещение нейтрали*, по методу двух узлов:

$$\dot{U}_{N'N} = \frac{\dot{U}_A \underline{Y}_a + \dot{U}_B \underline{Y}_b + \dot{U}_C \underline{Y}_c}{\underline{Y}_a + \underline{Y}_b + \underline{Y}_c + \underline{Y}_N} \quad (4.10)$$

где $\dot{U}_A = U_A$; $\dot{U}_B = U_A e^{-j120^\circ}$; $\dot{U}_C = U_A e^{j120^\circ}$; $\underline{Y}_a = 1/\underline{Z}_a$; $\underline{Y}_b = 1/\underline{Z}_b$; $\underline{Y}_c = 1/\underline{Z}_c$ — комплексы проводимостей фаз приемника; $\underline{Y}_N = 1/\underline{Z}_N$ — комплекс проводимости нейтрального провода. Так как при симметричной нагрузке $\underline{Y}_a = \underline{Y}_b = \underline{Y}_c$, то (4.10) можно переписать в виде

$$\dot{U}_{N'N} = \frac{\underline{Y}_a (\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C)}{3\underline{Y}_a + \underline{Y}_N} \quad (4.11)$$

При симметричной системе напряжений имеем $\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C = = U_A(1 + e^{-j120^\circ} + e^{j120^\circ}) = 0$, а значит, согласно (4.11), $\dot{U}_{N'N} = 0$. Так как ток в нейтральном проводе $\dot{I}_N = \dot{U}_{N'N}/Z_N$, то при симметричной нагрузке $\dot{I}_N = 0$. Следовательно, еще раз можно подчеркнуть, что при симметричной нагрузке напряжение между нейтральными точками N и N' и ток в нейтральном проводе равны нулю.

Согласно второму закону Кирхгофа, для контуров (см. рис. 4.7, а) $NAaN'N$, $NBbN'N$, $NCcN'N$ находим

$$\dot{U}_a = \dot{U}_A - \dot{U}_{N'N}; \quad \dot{U}_b = \dot{U}_B - \dot{U}_{N'N}; \quad \dot{U}_c = \dot{U}_C - \dot{U}_{N'N}. \quad (4.12)$$

Так как при симметричной нагрузке $\dot{U}_{N'N} = 0$, то из (4.12) следует, что $\dot{U}_a = \dot{U}_A$; $\dot{U}_b = \dot{U}_B$; $\dot{U}_c = \dot{U}_C$.

Итак, зная фазные напряжения и сопротивления нагрузки, находим токи в каждой фазе приемника:

$$\dot{I}_a = \dot{U}_a/Z_a; \quad \dot{I}_b = \dot{U}_b/Z_b; \quad \dot{I}_c = \dot{U}_c/Z_c. \quad (4.13)$$

Так как при симметричной нагрузке токи в фазах приемника равны, то достаточно определить ток только в одной из фаз трехфазной цепи.

Соединение звездой при несимметричной нагрузке. При несимметричной нагрузке сопротивления приемника не одинаковы, т. е. $Z_a \neq Z_b \neq \neq Z_c$. Для несимметричных нагрузок применяют четырехпроводные цепи, так как между точками N и N' появляется напряжение $U_{N'N}$ и напряжения на фазах нагрузки различны. При этом нарушается соотношение между фазными и линейными напряжениями $U_\pi = \sqrt{3} U_\phi$, причем на одних фазах нагрузки напряжение становится большим, а на других — меньшим, чем $U_\pi/\sqrt{3}$.

Наличие нейтрального провода в цепи с несимметричной нагрузкой позволяет выравнивать напряжение на фазах приемника и поддерживать их неизменными, равными фазным напряжениям источника $U_\pi/\sqrt{3}$, т. е. нейтральный провод обеспечивает симметрию фазных напряжений приемника. Иначе говоря, при наличии нейтрального провода, когда $Z_N = 0$, даже при несимметричной нагрузке фазные напряжения приемника равны друг другу и соблюдается соотношение между фазными и линейными напряжениями $U_\pi = \sqrt{3} U_\phi$.

Если нагрузка несимметрична ($Z_A \neq Z_B \neq Z_C$) и нейтральный провод имеет конечное сопротивление Z_N , то напряжение $\dot{U}_{N'N}$ между нейтральными точками N' и N определяется по формуле (4.10), а напряжения на фазах нагрузки — по формулам (4.12). Тогда токи в схеме рис. 4.7, а

$$\begin{aligned} \dot{I}_A &= \dot{U}_a/Z_a = (\dot{U}_A - \dot{U}_{N'N}) Y_a; \quad \dot{I}_B = \dot{U}_b/Z_b = (\dot{U}_B - \dot{U}_{N'N}) Y_b; \\ \dot{I}_C &= \dot{U}_c/Z_c = (\dot{U}_C - \dot{U}_{N'N}) Y_c; \quad \dot{I}_N = \dot{U}_{N'N}/Z_N = \dot{U}_{N'N} Y_N = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C. \end{aligned}$$

Если напряжения источника \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C образуют симметричную систему, то при отсутствии нейтрального провода и при $\dot{U}_{N'N} \neq 0$ напряжения на фазе нагрузки \dot{U}_a , \dot{U}_b и \dot{U}_c несимметричны, что видно из векторной топографической диаграммы, приведенной на рис. 4.8. Особенностью этой диаграммы является то, что каждой точке электрической цепи A , B , C , N и N' соответствует определенная точка на диаграмме.

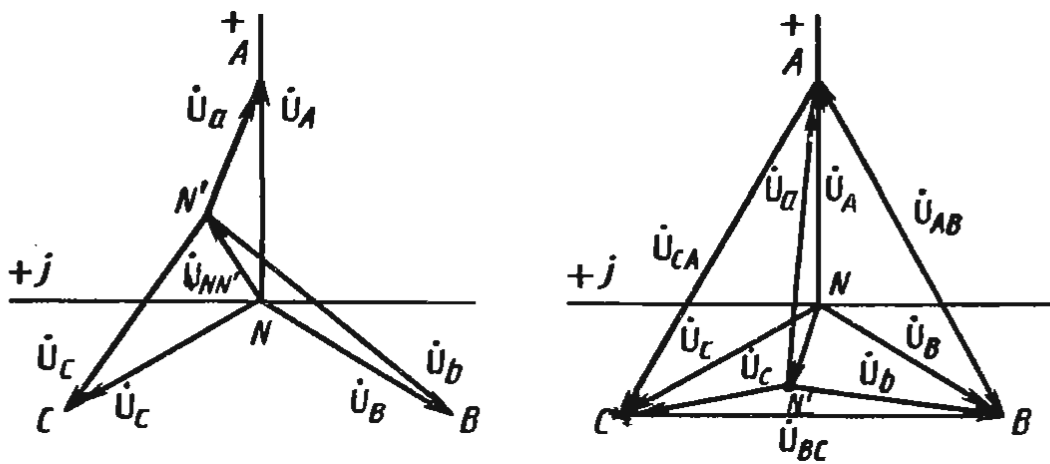


Рис. 4.8

При этом расположение этих точек на диаграмме должно быть таким, чтобы отрезок, соединяющий любые точки на диаграмме, по длине и фазе определял напряжение между соответствующими точками цепи.

Напряжения на фазах нагрузки тем больше отличаются друг от друга, чем больше напряжение $U_{N'N}$. Из выражения (4.10) и из топографической диаграммы (рис. 4.8) следует, что напряжение между нейтральными точками $U_{N'N}$ будет изменяться при изменении нагрузки в любой фазе, при этом с изменением $U_{N'N}$ будет изменяться напряжение всех фаз приемника.

Чтобы напряжения на фазах нагрузки были одинаковыми, необходимо иметь $U_{N'N} = 0$, что может быть получено двумя способами. Во-первых, выравниванием нагрузки в фазах приемника, когда $Y_A = Y_B = Y_C = Y_\phi$, а значит, согласно (4.10),

$$\dot{U}_{N'N} = \frac{\dot{U}_A \underline{Y}_A + \dot{U}_B \underline{Y}_B + \dot{U}_C \underline{Y}_C}{\underline{Y}_A + \underline{Y}_B + \underline{Y}_C + \underline{Y}_N} = \frac{Y_\phi (\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C)}{\underline{Y}_A + \underline{Y}_B + \underline{Y}_C + \underline{Y}_N} = 0,$$

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

Во-вторых, если имеется нейтральный провод с сопротивлением $Z_{N'N} = 0$ (или $Y_{N'N} = \infty$), то напряжение $U_{N'N}$, согласно (4.10), также принимает нулевое значение независимо от нагрузки фаз. Для этого случая построена векторная диаграмма (рис. 4.9). При обрыве нейтрального

провода ($Z_N = \infty$) и несимметричной нагрузке напряжение $U_{N'N}$ станет максимальным. В фазах нагрузки могут возникнуть перенапряжения, поэтому в нейтральный провод плавкий предохранитель не ставят.

Приемники электрической энергии можно подразделить на трехфазные и однофазные. К числу *трехфазных* относятся трехфазные электрические двигатели, имеющие симметричные обмотки и обеспечивающие равномерную нагрузку фаз. Такие электродвигатели включают в трехфазную цепь звездой без нейтрального провода.

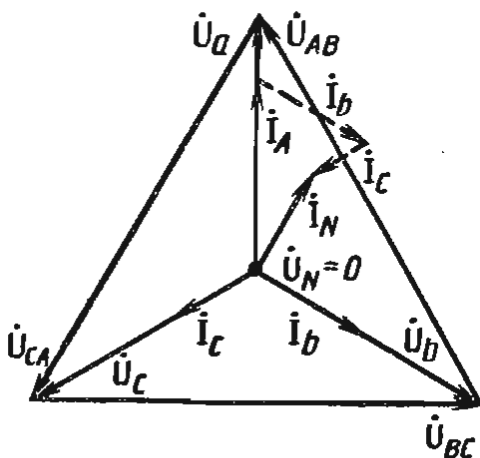


Рис. 4.9

Однофазные приемники, к которым относятся электрические лампы, нагревательные приборы и ряд других приемников, всегда подключают к четырехпроводной цепи. Эти приемники подключаются на фазное напряжение, которое в $\sqrt{3}$ раз меньше линейного напряжения сети.

§ 4.4. Трехфазные цепи при соединении приемников треугольником

Соединение треугольником при симметричной нагрузке. Если конец каждой фазы трехфазного приемника соединить с началом следующей фазы, то образуется соединение треугольником, вершины которого подключают к линейным проводам трехпроводной цепи (рис. 4.10). Если учесть сопротивление линейных проводов Z_A, Z_B, Z_C , то потенциалы вершин этого треугольника будут отличаться от потенциалов зажимов источника, поэтому зажимы трехфазного приемника обозначены a, b, c . Из схемы рис. 4.10 видно, что каждая фаза приемника непосредственно подключена на линейное напряжение

$$U_{\phi} = U_{\text{л}}. \quad (4.14)$$

Однако при соединении треугольником в отличие от соединения звездой фазные и линейные токи не равны между собой. У приемников условно принятые положительные направления линейных напряжений совпадают с условными положительными направлениями фазных токов. Применяя закон Кирхгофа к узловым точкам a, b и c , определяем линейные токи:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca}; \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab}; \quad \dot{I}_C = \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc}. \quad (4.15)$$

где $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ — линейные токи; $\dot{I}_{ab}, \dot{I}_{bc}, \dot{I}_{ca}$ — фазные токи.

Из (4.15) следует, что значения линейных токов $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ равны геометрической разности векторов соответствующих фазных токов.

Зная сопротивление фаз приемника, можно определить фазные токи по формулам

$$\dot{I}_{ab} = \dot{U}_{ab}/\underline{Z}_{ab}; \quad \dot{I}_{bc} = \dot{U}_{bc}/\underline{Z}_{bc}; \quad \dot{I}_{ca} = \dot{U}_{ca}/\underline{Z}_{ca}. \quad (4.16)$$

Из уравнения (4.15) следует, что геометрическая сумма векторов линейных токов в трехпроводной цепи равна нулю:

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0. \quad (4.17)$$

Так как напряжения $\dot{U}_{ab} = \dot{U}_{bc} = \dot{U}_{ca}$, то при симметричной нагрузке, т. е. когда комплексы полных сопротивлений фаз $\underline{Z}_{ab} = \underline{Z}_{bc} = \underline{Z}_{ca}$, также равны между собой фазные токи и углы сдвига их фаз по отношению к соответствующим фазным напряжениям: $I_{ab} = I_{bc} = I_{ca} = I_{\phi}$; $\varphi_{ab} = \varphi_{bc} = \varphi_{ca} = \varphi$.

На рис. 4.11 изображена векторная диаграмма токов и напряжений при симметричной нагрузке, соединенной треугольником. Из векторной диаграммы видно, что фазные токи сдвинуты относительно друг друга на угол $2\pi/3$ и что линейные токи отстают от соответствующих

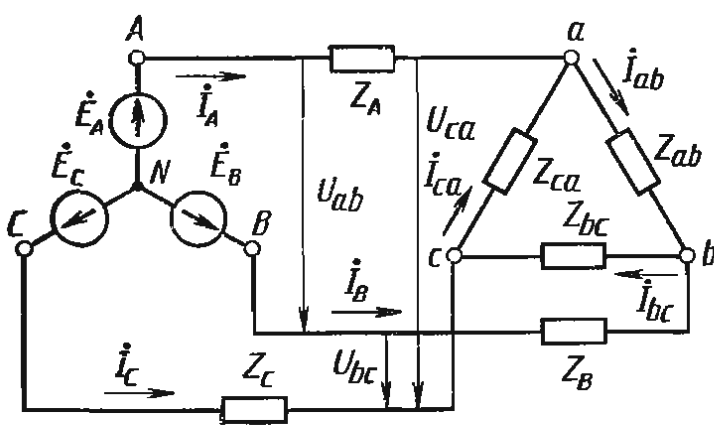


Рис. 4.10

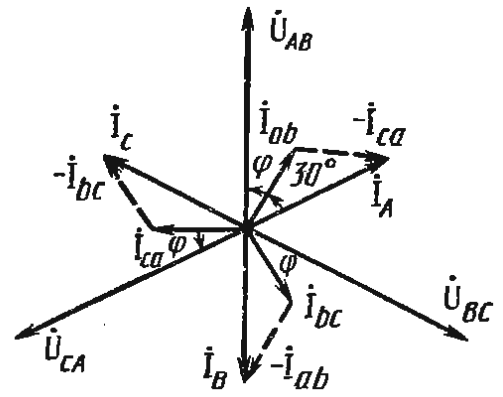


Рис. 4.11

фазных токов на угол $\pi/6$. На основании этой же векторной диаграммы находим соотношение между линейным $I_{\text{л}}$ и фазным I_{ab} токами: $I_A = 2I_{ab} \cos 30^\circ = \sqrt{3}I_{ab}$.

Такое же соотношение будет между другими линейными и фазными токами. Следовательно, при симметричной нагрузке линейные токи в $\sqrt{3}$ раз больше фазных:

$$I_{\text{л}} = \sqrt{3}I_{\text{ф}}. \quad (4.18)$$

Если нагрузка симметрична, то обычно расчет проводят по одной фазе:

$$\dot{I}_{ab} = \dot{U}_{ab}/Z_{ab}; \quad \dot{I}_{bc} = \dot{I}_{ab}e^{-j2\pi/3}; \quad \dot{I}_c = \dot{I}_{ab}e^{j2\pi/3}; \quad I_{\text{л}} = \sqrt{3}I_{\text{ф}}.$$

Соединение треугольником при несимметричной нагрузке. Несимметричной нагрузкой в общем случае считают, когда сопротивление фаз $Z_{ab} \neq Z_{bc} \neq Z_{ca}$. Однако нагрузка несимметрична и в том случае, когда сопротивление хотя бы одной из фаз не равно сопротивлениям других фаз. При несимметричной нагрузке фазные токи, углы сдвига фаз между фазными токами и напряжениями, а также линейные токи различные. При этом фазные токи определяют, как и при симметричной нагрузке, по формулам (4.16), а линейные токи — по формулам (4.15).

Линейные токи можно также определить и графическим путем, построив векторную диаграмму напряжений и токов (рис. 4.12). Построение векторов линейных токов на диаграмме производится в соответствии с выражениями (4.15).

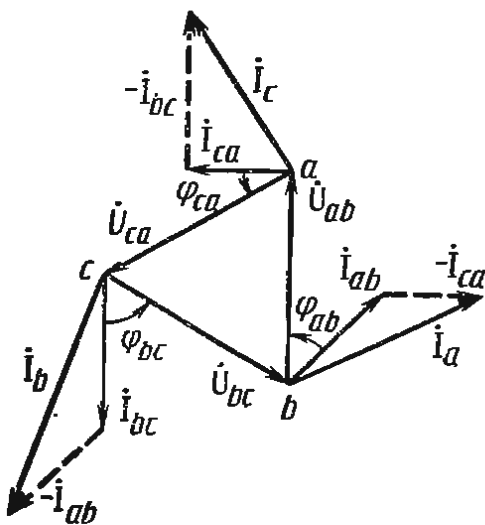


Рис. 4.12

Необходимо отметить, что, согласно (4.15), геометрическая сумма векторов линейных токов в трехфазной цепи при несимметричной нагрузке фаз, соединенных треугольником, так же как и при симметричной нагрузке, равна нулю.

Если пренебречь сопротивлением линейных проводов, то напряжения фаз приемника будут равны напряжениям источника. В этом случае фазы приемника независимы друг от друга, т. е. изменение сопротивления в какой-либо одной фазе приемника

вызывает изменение тока этой фазы и токов в двух линейных проводах, соединенных с этой фазой, но никак не отражается на токах других фаз. Если же сопротивления линейных проводов не равны нулю (см. рис. 4.10), то из-за падения напряжения в них при соединении треугольником не обеспечивается независимость фаз. Например, изменение сопротивления фазы ab вызовет изменение фазного тока \dot{I}_{ab} , а следовательно, и линейных токов \dot{I}_A и \dot{I}_B . При этом происходит падение напряжения в линейных проводах A и B , что при неизменных линейных напряжениях на зажимах генератора вызывает изменение напряжений на всех трех фазах приемника, так как потенциалы узлов a и b изменяются, вследствие чего изменяются также токи \dot{I}_{bc} и \dot{I}_{ca} в тех фазах, сопротивление которых оставалось неизменным. Следует отметить: при расчетах трехфазных цепей считают, что генераторы имеют симметричную систему напряжений.

Несимметрия нагрузки практически не влияет на систему напряжений фаз генератора в том случае, если мощность нагрузки весьма мала по сравнению с мощностью генераторов (или сети электроснабжения), т. е. тогда, когда рассматривается система с источником бесконечно большой мощности.

§ 4.5. Мощность трехфазных цепей

Трехфазную цепь можно рассматривать как цепь синусоидального тока с тремя источниками энергии, поэтому комплекс полной мощности трехфазной цепи

$$\tilde{S} = \dot{U}_A \dot{I}_A^* + \dot{U}_B \dot{I}_B^* + \dot{U}_C \dot{I}_C^* = P + jQ. \quad (4.19)$$

Активная мощность трехфазной цепи

$$P = U_A I_A \cos \varphi_A + U_B I_B \cos \varphi_B + U_C I_C \cos \varphi_C = P_A + P_B + P_C. \quad (4.20)$$

Реактивная мощность трехфазной цепи

$$Q = U_A I_A \sin \varphi_A + U_B I_B \sin \varphi_B + U_C I_C \sin \varphi_C = Q_A + Q_B + Q_C. \quad (4.21)$$

По формулам (4.20) и (4.21) можно подсчитать мощность в трехфазной цепи при несимметричной нагрузке, соединенной звездой.

Активная и реактивная мощности при симметричной нагрузке

$$P = 3P_\phi = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi_\phi; \quad Q = 3Q_\phi = 3U_\phi I_\phi \sin \varphi_\phi.$$

Полная мощность при симметричной нагрузке

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = 3\sqrt{P_\phi^2 + Q_\phi^2} = 3S_\phi = 3U_\phi I_\phi.$$

Обычно в качестве паспортных данных для трехфазных приемников приняты линейные напряжения и токи. Поэтому мощности трехфазных приемников целесообразно выражать через линейные напряжения и токи. Обычно при таком условии индекс «л» у линейного напряжения и тока не указывают.

Так как при соединении симметричной нагрузки треугольником $U_\phi = U_\Delta = U$ и $I_\phi = I_\Delta / \sqrt{3} = I / \sqrt{3}$, а при соединении симметричной

нагрузки звездой $U_{\phi} = U_{л}/\sqrt{3} = U/\sqrt{3}$; $I_{\phi} = I_{л} = I$, то независимо от схемы соединения фаз приемника произведение $U_{\phi}I_{\phi} = UI/\sqrt{3}$ оказывается одинаковым. Таким образом, независимо от схемы соединения симметричной нагрузки имеет следующие выражения для мощностей:

$$P = \sqrt{3} UI \cos \varphi; Q = \sqrt{3} UI \sin \varphi; S = \sqrt{3} UI. \quad (4.22)$$

Следует помнить, что индекс « φ » у угла сдвига фаз φ между фазными напряжением и током также опускают.

Глава 5

ПЕРИОДИЧЕСКИЕ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

§ 5.1. Возникновение периодических несинусоидальных токов

В предыдущих главах изучались линейные электрические цепи, в которых токи, напряжения и э. д. с. изменялись по синусоидальному закону. В электроэнергетике стремятся поддерживать переменные токи, напряжения и э. д. с. синусоидальными, так как большинство электротехнических устройств при этом работает лучше. Однако на практике токи, напряжения и э. д. с. в большей или меньшей мере отличаются от синусоидальных.

Токи, напряжения и э. д. с., изменяющиеся во времени по периодическому несинусоидальному закону, называются *периодическими несинусоидальными*. Причиной возникновения несинусоидальности э. д. с., напряжений и токов могут быть как синхронные генераторы, являющиеся источниками синусоидального тока, так и приемники энергии, в схемах которых имеются нелинейные элементы. Кроме того, причиной возникновения несинусоидальных токов может быть подключение к электрической цепи генераторов несинусоидальных напряжений определенной формы, например в виде широко применяемых в радиоэлектронике релаксационных генераторов пилообразной (рис. 5.1, а), прямо-

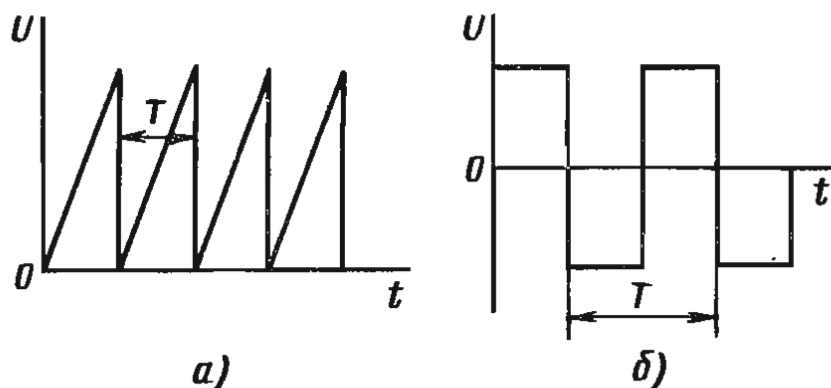


Рис. 5.1

угольной (рис. 5.1, б) и других форм напряжений. Кстати, в различных устройствах радиотехники, автоматики, вычислительной техники, системах обработки данных, в автоматизированных системах управления очень широко применяют генераторы периодических импульсов самой различной формы, причем само отклонение импульсов от синусоидальной формы является основой рабочего процесса того или иного устройства. Поэтому знание элементов теории несинусоидальных периодических токов необходимо для понимания принципа работы различных электронных и полупроводниковых устройств. Таким образом, в линейных цепях несинусоидальный ток может возникать под воздействием несинусоидального периодического напряжения, получаемого в специальных генераторах или за счет искажений, вносимых синхронными генераторами.

В синхронных генераторах одной из причин искажения формы э. д. с. является отличие распределения магнитной индукции вдоль воздушного зазора от синусоидального. Ток несинусоидальной формы может также возникать в нелинейных цепях. В частности, если в цепи имеется индуктивная катушка со стальным сердечником, то при синусоидальном напряжении в цепи по мере насыщения сердечника возникает ток несинусоидальной формы, так как при увеличении насыщения появляется нелинейность в зависимости между магнитным потоком и намагничивающим током.

При анализе электрических цепей с несинусоидальными токами и напряжениями широко используют *теорему Фурье*, согласно которой любая периодическая изменяющаяся величина может рассматриваться как сумма постоянной величины и ряда синусоидальных величин различной частоты. Следовательно, для анализа несинусоидальных периодических токов можно использовать методы, применяемые для анализа синусоидальных токов, если предварительно представить периодические несинусоидальные функции рядом Фурье. Если затем определить токи, обусловленные действием отдельных составляющих, то, согласно принципу наложения, складывая их, получают искомый ток цепи.

§ 5.2. Представление периодических несинусоидальных величин рядами Фурье

Как известно, любая периодическая функция $f(\omega t)$, удовлетворяющая условиям Дирихле, т. е. имеющая за полный период конечное число разрывов первого рода и конечное число максимумов и минимумов, может быть представлена тригонометрическим рядом, т. е. рядом Фурье.

Токи, э. д. с. и напряжения в электрических цепях всегда удовлетворяют условиям Дирихле. Итак, представим $f(\omega t)$ в виде тригонометрического ряда:

$$f(\omega t) = A_0 + A_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + A_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2) + \dots + A_{nm} \sin(n\omega t + \psi_n),$$

или

$$f(\omega t) = A_0 + \sum_{k=1}^n A_{km} \sin(k\omega t + \psi_k), \quad (5.1)$$

где A_0 — постоянная составляющая или нулевая гармоника, равная среднему значению функции за период; $A_{1m} \sin(\omega t + \psi_1)$ — основная синусоида, или первая гармоника, обладающая той же частотой, что и периодическая несинусоидальная функция; $A_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2)$ — вторая гармоника, обладающая двойной частотой по сравнению с основной, называемая высшей гармоникой второго порядка; $A_{nm} \sin(n\omega t + \psi_n)$ — высшая гармоника n -го порядка (все члены вида $A_{km} \sin(k\omega t + \psi_k)$ при $k > 1$ называют *высшими гармониками*); $A_{1m}, A_{2m}, \dots, A_{nm}$ — амплитуды гармоник ряда; $\omega t = 2\pi/T$ — основная частота, равная частоте несинусоидальной функции; T — период несинусоидальной периодической функции; $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n$ — начальные фазы гармоник (за начало отсчета принимают начало периодической несинусоидальной функции). Необходимо отметить, что каким бы способом ни разлагали несинусоидальную периодическую функцию в ряд Фурье, постоянная составляющая A_0 и амплитуды гармоник $A_{1m}, A_{2m}, \dots, A_{nm}$ остаются неизменными. Начальные же фазы гармоник $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n$ изменяются, если начало отсчета времени сдвигается. При сдвиге начала отсчета соответственно изменяется также вид ряда.

В общем случае ряд Фурье содержит бесконечное число членов. На практике обычно ограничивают некоторым их конечным числом, определяемым требуемой точностью расчета. Чаще всего ограничиваются той гармоникой ряда, амплитуда которой составляет менее 5% от амплитуды основной гармоники.

Для вычисления постоянной составляющей амплитуд гармоник и их начальных фаз ряда Фурье кривой, полученной экспериментальным путем, целесообразно записать через синусы и косинусы без начальных фаз, т. е. раскрыв синусы сумм ряда. Рассмотрим k -ю гармонику ряда:

$$\begin{aligned} A_k \sin(k\omega t + \psi_k) &= A_{km} \sin k\omega t \cos \psi_k + \\ &+ A_{km} \cos k\omega t \sin \psi_k = B_{km} \sin k\omega t + C_{km} \cos k\omega t, \end{aligned} \quad (5.2)$$

где $B_{km} = A_{km} \cos \psi_k$, $C_{km} = A_{km} \sin \psi_k$.

Таким образом, ряд Фурье можно переписать в виде

$$\begin{aligned} f(\omega t) &= A_0 + B_{1m} \sin \omega t + B_{2m} \sin 2\omega t + \dots \\ &\dots + B_{nm} \sin n\omega t + C_{1m} \cos \omega t + C_{2m} \cos 2\omega t + \dots \\ &\dots + C_{nm} \cos n\omega t = A_0 + \sum_{k=1}^n (B_{km} \sin k\omega t + C_{km} \cos k\omega t). \end{aligned} \quad (5.3)$$

Из (5.3) следует, что все синусоиды и косинусоиды ряда начинаются там же, где периодическая несинусоидальная функция. Однако, согласно (5.2), коэффициенты B_{km} и C_{km} зависят от выбора начала отсчета времени. Коэффициенты ряда A_0, B_{km} и C_{km} определяют с помощью следующих интегралов:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) d(\omega t); \quad (5.4)$$

$$B_{km} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin k\omega t d(\omega t); \quad (5.5)$$

$$C_{km} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos k\omega t d(\omega t). \quad (5.6)$$

Из (5.4) следует, что постоянная составляющая есть среднее значение функции $f(t)$ за период $T = 2\pi/\omega$. Согласно (5.2), можно записать

$$A_{km} = \sqrt{B_{km}^2 + C_{km}^2}; \quad \text{tg } \psi_k = C_{km}/B_{km}. \quad (5.7)$$

Зная значения коэффициента ряда (5.3), можно переписать (5.1), подсчитав предварительно коэффициенты A_{km} по (5.7).

Любая несинусоидальная периодическая величина наряду с аналитическим ее представлением в виде ряда Фурье может быть представлена в виде графика. При этом постоянную составляющую A_0 и коэффициенты ряда B_{km} и C_{km} определяют графическим путем: A_0 определяется как среднее значение ординаты кривой за период в n точках, а коэффициенты B_{km} и C_{km} определяют, например, путем разбивки несинусоидальной кривой на n равных частей (порядка двадцати) и замены интегралов (5.5) и (5.6) суммами конечного числа слагаемых. Кроме того, несинусоидальную периодическую кривую можно также разложить в ряд с помощью гармонического анализатора — прибора, применяемого для этой цели.

Для более наглядного представления характера изменения амплитуд гармоник ряда от частоты $k\omega$ строят диаграмму амплитудно-частотного спектра (рис. 5.2), а для характеристики формы кривой, зависящей в большей мере от соотношения начальных фаз гармоник ψ_k , строят диаграмму фазочастотного спектра (рис. 5.3). Так как амплитуды и начальные фазы определяют спектральный состав несинусоидальных периодических функций, который носит дискретный характер, то сово-

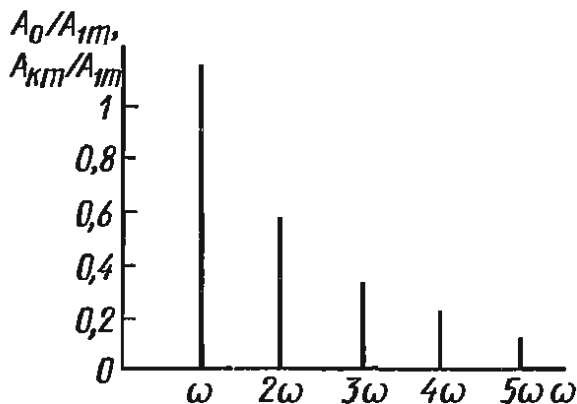


Рис. 5.2

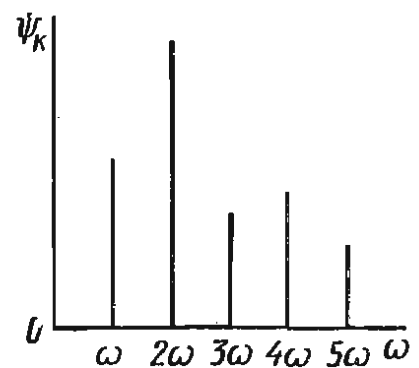


Рис. 5.3

купность гармонических составляющих каждой из этих функций называют *дискретным частотным спектром*.

При построении амплитудно-частотного спектра по оси абсцисс откладывают значения частот $k\omega$, а параллельно оси ординат — относительные значения постоянной составляющей и амплитуд основной и высших гармоник. В диаграмме фазочастотного спектра по оси абсцисс откладывают значения частот $k\omega$, а параллельно оси ординат — отрезки, численно равные начальным фазам гармоник.

§ 5.3. Виды симметричных периодических функций

Периодические несинусоидальные функции, обладающие каким-либо видом симметрии, имеют определенные свойства, которые упрощают разложение этих функций в тригонометрический ряд. Существуют функции, симметричные относительно оси абсцисс, относительно оси ординат, относительно начала координат, а также функции, симметричные как относительно оси абсцисс, так и относительно оси ординат. Рассмотрим такие функции.

Функция, симметричная относительно оси абсцисс. Функция, удовлетворяющая условию

$$f(\omega t) = -f(\omega t + \pi), \quad (5.8)$$

называется симметричной относительно оси абсцисс (рис. 5.4). Иными словами, функция симметрична относительно оси абсцисс, если ее двум абсциссам, отличающимся на полпериода $T/2$, соответствуют равные, но разные по знаку ординаты. Кривая обладает свойством симметрии относительно оси абсцисс в том случае, если в результате смещения ее положительной полуволны по оси на полпериода, т. е. на $T/2$, и зеркального отражения относительно оси t получается изображение отрицательной полуволны.

Такая функция при разложении в ряд Фурье не содержит постоянной составляющей A_0 и высших гармоник четного порядка. Докажем это положение. Так как условием симметрии является равенство

$$f(\omega t) = -f(\omega t + \pi) \text{ или } f(\omega t) + f(\omega t + \pi) = 0,$$

где

$$\begin{aligned} f(\omega t) &= A_0 + A_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + A_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2) + A_{3m} \sin(3\omega t + \\ &\quad + \psi_3) + \dots; f(\omega t + \pi) = A_0 + A_{1m} \sin[(\omega t + \pi) + \psi_1] + \\ &\quad + A_{2m} \sin[2(\omega t + \pi) + \psi_2] + A_{3m} \sin[3(\omega t + \pi) + \psi_3] + \dots \\ \dots &= A_0 - A_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + A_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2) - A_{3m} \sin(3\omega t + \\ &\quad + \psi_3) + A_{4m} \sin(4\omega t + \psi_4) + \dots, \end{aligned}$$

то в результате сложения имеем

$$2A_0 + 2A_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2) + 2A_{4m} \sin(4\omega t + \psi_4) + \dots = 0.$$

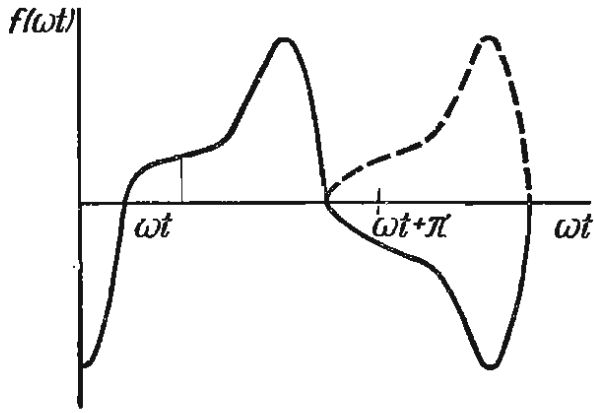


Рис. 5.4

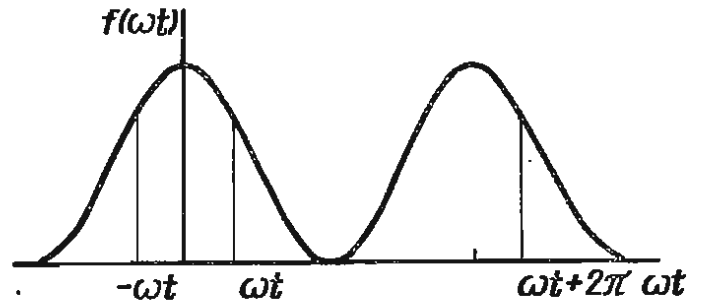


Рис. 5.5

Последнее равенство имеет место при любых значениях ωt , что возможно только при условии, когда $A_0 = 0$, $A_{2m} = 0$, $A_{4m} = 0$ и т. д., т. е. когда нулевая гармоника и амплитуда четных гармоник равны нулю.

Таким образом, функция, симметричная относительно оси абсцисс, при разложении в ряд Фурье содержит только нечетные гармоники. Следовательно, ряд Фурье такой функции имеет вид

$$f(\omega t) = A_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + A_{3m} \sin(3\omega t + \psi_3) + A_{5m} \sin(5\omega t + \psi_5) + \dots \quad (5.9)$$

Функция, симметричная относительно оси ординат. Функция, удовлетворяющая условию

$$f(\omega t) = f(-\omega t), \quad (5.10)$$

называется симметричной относительно оси ординат (рис. 5.5). Иными словами функция симметрична относительно оси ординат, если двум равным ординатам, соответствуют равные, но разные по знаку абсциссы.

Функция, симметричная относительно оси ординат, при разложении в ряд Фурье не содержит синусов, а содержит только косинусы и постоянную составляющую. Рассмотрим это свойство симметрии.

Итак, условие симметрии $f(\omega t) = f(-\omega t)$, или $f(\omega t) - f(-\omega t) = 0$, где

$$f(\omega t) = A_0 + B_{1m} \sin \omega t + B_{2m} \sin 2\omega t + B_{3m} \sin 3\omega t + \dots \\ \dots + C_{1m} \cos \omega t + C_{2m} \cos 2\omega t + C_{3m} \cos 3\omega t + \dots; \quad (5.11)$$

$$f(-\omega t) = A_0 - B_{1m} \sin \omega t - B_{2m} \sin 2\omega t - B_{3m} \sin 3\omega t + \dots \\ \dots + C_{1m} \cos \omega t + C_{2m} \cos 2\omega t + C_{3m} \cos 3\omega t + \dots \quad (5.12)$$

Следует иметь в виду, что при изменении знака аргумента синусы меняют знак, а косинусы его не меняют, так как $\cos(-\omega t) = \cos \omega t$. В результате алгебраического сложения уравнений (5.11) и (5.12) имеем

$$2B_{1m} \sin \omega t + 2B_{2m} \sin 2\omega t + 2B_{3m} \sin 3\omega t + \dots = 0.$$

Это равенство будет иметь место при любых значениях ωt , но при условии, когда $B_{1m} = 0$, $B_{2m} = 0$, $B_{3m} = 0$ и т. д. Следовательно, при симметрии функция относительно оси ординат ряд не содержит синусов:

$$f(\omega t) = A_0 + C_{1m} \cos \omega t + C_{2m} \cos 2\omega t + C_{3m} \cos 3\omega t + \dots \quad (5.13)$$

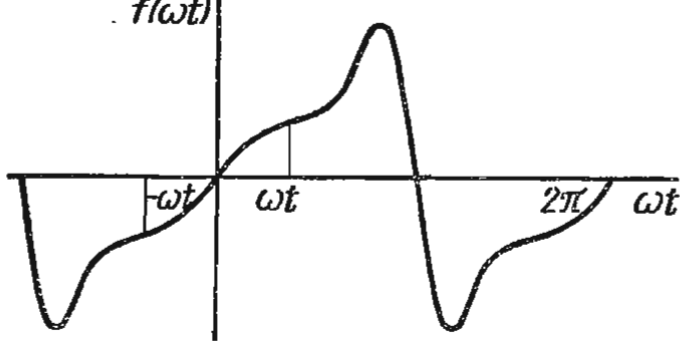


Рис. 5.6

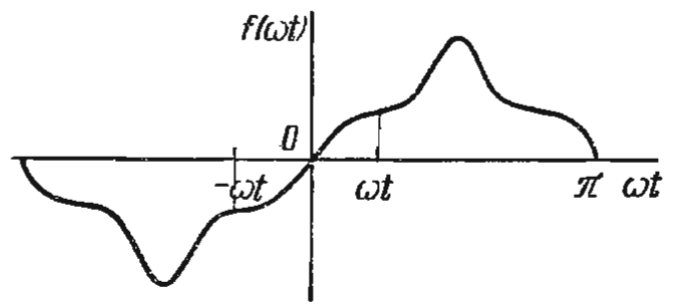


Рис. 5.7

Функция, симметричная относительно начала координат. Функция, у которой точка нуля функции совпадает с началом координат (рис. 5.6) и удовлетворяет условию

$$f(\omega t) = -f(-\omega t), \quad (5.14)$$

называется симметричной относительно начала координат. Согласно (5.14), условие симметрии для данной функции можно также записать в виде

$$f(\omega t) + f(-\omega t) = 0.$$

Складывая уравнения (5.11) и (5.12), получим

$$2A_0 + 2C_{1m} \cos \omega t + 2C_{2m} \cos 2\omega t + 2C_{3m} \cos 3\omega t + \dots = 0.$$

Это равенство справедливо при условии $A_0 = 0$, $C_{1m} = 0$, $C_{2m} = 0$, $C_{3m} = 0$ и т. д. Следовательно, функции, симметричные относительно начала координат, не содержат постоянной составляющей и косинусов и могут быть представлены рядом

$$f(\omega t) = B_{1m} \sin \omega t + B_{2m} \sin 2\omega t + B_{3m} \sin 3\omega t + \dots \quad (5.15)$$

Функция, симметричная как относительно оси абсцисс, так и начала координат. Если функция симметрична относительно оси абсцисс, то при разложении ее в ряд в нем отсутствуют нулевая и четные гармоники, а для функции, симметричной относительно начала координат, кроме того, отсутствуют и косинусоиды. Следовательно, функция, симметричная как относительно оси абсцисс, так и начала координат (рис. 5.7), при разложении в ряд состоит только из синусоид нечетного порядка:

$$f(\omega t) = B_{1m} \sin \omega t + B_{3m} \sin 3\omega t + B_{5m} \sin 5\omega t + \dots \quad (5.16)$$

§ 5.4. Действующие и средние значения несинусоидальных периодических токов и напряжений

В цепях несинусоидального периодического тока, как и в цепях синусоидального тока, обычно под значением тока, напряжения или э. д. с. понимают действующее значение. Действующим значением несинусоидального периодического тока I (напряжения, э. д. с.), как и в случае

синусоидального тока, называют среднеквадратичное значение тока за период:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (5.17)$$

Если несинусоидальный ток i разложить в ряд

$$i = I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2) + \dots + I_{nm} \sin(n\omega t + \psi_n),$$

то

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + \dots + I_{nm} \sin(n\omega t + \psi_n)]^2 dt =} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_0^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=1}^n I_{km}^2 \sin^2(k\omega t + \psi_k) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{\substack{q=0 \\ p=0 \\ q \neq p}}^n I_{qm} I_{pm} \times} \\ &\quad \dots \rightarrow \times \sin(q\omega t + \psi_q) \sin(p\omega t + \psi_p) dt',} \end{aligned}$$

где

$$\frac{1}{T} \int_0^T I_0^2 dt = I_0^2;$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=1}^n I_{km}^2 \sin^2(k\omega t + \psi_k) dt = \sum_{k=1}^n \frac{I_{km}^2}{2} = \sum_{k=1}^n I_k^2;$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{\substack{q=0 \\ p=0 \\ q \neq p}}^n I_{qm} I_{pm} \sin(q\omega t + \psi_q) \sin(p\omega t + \psi_p) dt = 0.$$

Следовательно,

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2} = \sqrt{\sum_{k=0}^n I_k^2}. \quad (5.18)$$

Из (5.18) следует, что действующее значение несинусоидального тока равно корню квадратному из суммы квадратов постоянной составляющей I_0 и действующих значений токов всех гармоник

$\sum_{k=1}^n I_k$, причем этот ток не зависит от начальных фаз ψ_k .

Аналогично находим действующее значение для несинусоидального напряжения:

$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2} = \sqrt{\sum_{k=0}^n U_k^2}. \quad (5.19)$$

Действующее значение несинусоидального напряжения равно корню квадратному из суммы квадратов постоянной составляющей U_0 и действующих значений напряжений всех гармоник $\sum_{k=1}^n U_k$.

Действующие значения несинусоидальных токов и напряжений могут быть непосредственно измерены с помощью приборов электромагнитной, электродинамической, тепловой и электростатической систем.

Наряду с понятием действующего значения несинусоидального тока или напряжения в электротехнике и радиоэлектронике пользуются понятиями среднеарифметического значения и среднего значения по модулю этих величин.

Среднеарифметическое значение несинусоидального тока (или напряжения) выражает постоянную составляющую ряда и, согласно (5.4), равно

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T i \, dt = I_0. \quad (5.20)$$

Если же несинусоидальный ток или напряжение представляют собой функции, симметричные относительно оси времени, то их среднеарифметическое значение за период равно нулю. Поэтому в этом случае среднеарифметическое значение тока или напряжения вычисляют, как и для синусоидальной функции, за полпериода.

Среднее значение несинусоидального тока по модулю равно

$$I_{\text{ср. мод}} = \frac{1}{T} \int_0^T [i(t)] \, dt. \quad (5.21)$$

Аналогично можно записать выражение для среднего значения напряжения по модулю. Среднее значение несинусоидального тока по модулю $I_{\text{ср. мод}} \geq I_0$. Когда несинусоидальная функция тока симметрична относительно оси времени, среднее значение тока по модулю равно среднеарифметическому значению за полпериода.

Средние значения тока или напряжения по модулю измеряют с помощью магнитоэлектрических амперметров или вольтметров с выпрямителями. Постоянные составляющие тока и напряжения измеряют магнитоэлектрическими приборами без выпрямителей, а максимальные значения напряжений — амплитудными электронными вольтметрами.

Для характеристики формы периодических кривых используют коэффициент формы кривой $K_{\text{форм}}$, коэффициент амплитуды K_a и коэффициент искажения $K_{\text{и}}$.

Коэффициент формы определяется как отношение действующего значения тока (или напряжения) к среднему по модулю значению:

$$K_{\text{форм}} = I/I_{\text{ср.мод}} \text{ или } K_{\text{форм}} = U/U_{\text{ср.мод}} \quad (5.22)$$

Коэффициент амплитуды равен отношению максимального значения тока (или напряжения) к действующему значению:

$$K_a = I_{\text{max}}/I, \text{ или } K_a = U_{\text{max}}/U. \quad (5.23)$$

Коэффициент искажения представляет собой отношение действующего значения основной гармоники к действующему значению величины рассматриваемой кривой, в частности

$$K_{\text{и}} = I_1/I, \text{ или } K_{\text{и}} = U_1/U. \quad (5.24)$$

Следует отметить, что форма кривой напряжения в энергосетях отличается от синусоидальной, однако напряжение считают практически синусоидальным, если суммарное действующее значение высших гармоник не превышает 5% действующего значения напряжения основной гармоники. В этом случае коэффициент искажения с точностью до долей процента равен единице.

При приближенных расчетах цепей несинусоидальные напряжения и ток, функции которых при разложении в ряд не имеют постоянных составляющих, заменяют эквивалентными синусоидальными. Замена производится таким образом, чтобы действующие значения синусоидального тока и напряжения были равны действующим значениям несинусоидальных величин, а угол сдвига фаз $\varphi_{\text{экв}}$ между эквивалентными синусоидами напряжения и тока был равным углу $\varphi = \arccos(P/S)$, где P и S — соответственно активная и полная мощности несинусоидального тока. Следовательно, угол сдвига фаз $\varphi_{\text{экв}}$ между эквивалентными синусоидальными токами и напряжениями выбирается так, чтобы активные мощности эквивалентного синусоидального и несинусоидального токов были равны.

§ 5.5. Мощность периодического несинусоидального тока

Активная мощность периодического несинусоидального тока представляет собой среднюю мощность за период T :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt. \quad (5.25)$$

Выразим мгновенные значения напряжения и тока в виде рядов Фурье:

$$u = U_0 + U_{1m} \sin(\omega t + \psi_{u1}) + U_{2m} \sin(2\omega t + \psi_{u2}) + \dots + U_{nm} \sin(n\omega t + \psi_{un}).$$

$$i = I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \psi_{i1}) + I_{2m} \sin(2\omega t + \psi_{i2}) + \dots + I_{nm} \sin(n\omega t + \psi_{in}).$$

Если данные ряды подставить под знак интеграла и проинтегрировать, то получим

$$P = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + \dots + U_n I_n \cos \varphi_n,$$

или

$$P = \sum_{k=0}^n U_k I_k \cos \varphi_k, \quad (5.26)$$

где $\varphi_k = \psi_{uk} - \psi_{ik}$.

Из (5.26) следует, что активная мощность периодического несинусоидального тока равна сумме активных мощностей отдельных гармоник, причем постоянная составляющая рассматривается как нулевая гармоника с $\varphi_0 = 0$.

Полная мощность S периодического несинусоидального тока определяется как произведение действующего несинусоидального напряжения на действующее значение несинусоидального тока:

$$S = UI = \sqrt{\sum_{k=0}^n U_k^2 \sum_{k=0}^n I_k^2}. \quad (5.27)$$

Понятие «реактивная мощность» для цепей с несинусоидальными токами, как правило, не используют. Однако формально можно ввести понятие реактивной мощности как сумму реактивных мощностей отдельных гармоник:

$$Q = \sum_{k=1}^n Q_k = \sum_{k=1}^n U_k I_k \sin \varphi_k. \quad (5.28)$$

В отличие от синусоидальных токов для несинусоидальных токов квадрат полной мощности больше суммы квадратов активной и реактивной мощностей:

$$S^2 \geq P^2 + Q^2,$$

где

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2};$$

T — мощность искажения, которая зависит от степени различия форм кривых несинусоидальных напряжения и тока.

При чисто активном сопротивлении цепи несинусоидального тока кривые напряжения и тока подобны и $Q = 0$, $S = P$. Так как полное сопротивление и угол сдвига фаз между током и напряжением в каждой гармонике зависят от порядка гармоники, то форма кривой тока не подобна форме кривой напряжения, если в цепи наряду с активным имеются и реактивные сопротивления.

**ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ
В ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ЦЕПЯХ****§ 6.1. Возникновение переходных
процессов и законы коммутации**

До сих пор рассматривались электрические цепи при установившихся, или стационарных, режимах. В цепях постоянного тока в этом случае напряжения и токи неизменны во времени, а в цепях переменного тока они представляют собой периодические функции времени. Установившиеся режимы при заданных и неизменных параметрах цепи полностью определяются только источниками энергии. Следовательно, источники постоянного напряжения (или тока) создают в цепи постоянный ток, а источники переменного напряжения (или тока) — переменный ток той же частоты, что и частота источника энергии.

Однако при переходе от одного установившегося режима к другому в цепи могут возникать переходные процессы. Переходные процессы возникают при всех изменениях режима электрической цепи: подключении и отключении цепи, при изменении нагрузки, при возникновении аварийных режимов (коротком замыкании, обрыве провода, ударе молнии в линию электропередачи) и т. п. Любые изменения в электрической цепи можно представить в виде тех или иных переключений, называемых в общем случае *коммутацией*.

Процессы, возникающие в электрической цепи при переходе от одного установившегося режима к другому, называются *переходными*. Изучение переходных процессов — весьма важная задача, так как за небольшие промежутки времени, в течение которых наблюдаются переходные режимы, с одной стороны, могут произойти нарушения различных производственных процессов, например выход из строя оборудования при коротком замыкании, потеря или искажение информации в ЭВМ и т. д. Поэтому при эксплуатации электрических сетей и использовании аппаратуры для их защиты важно знать значения максимальных токов и напряжений, возникающих при аварийных режимах, а также время, за которое они их достигают, с другой стороны, работа различных электротехнических устройств, особенно устройств промышленной электроники (в частности, ЭВМ), основана на переходных процессах.

Во время переходных процессов токи в цепи и напряжения на ее участках определяются не только источниками энергии, но и индуктивными, а также емкостными элементами цепи, которые обладают способностью накапливать или отдавать соответственно энергию магнитного или электрического поля. В момент коммутации, когда начинается переходный процесс, начинается перераспределение энергии между индуктивными и емкостными элементами цепи, а также между ними и внешними источниками энергии, подключенными к цепи, причем часть

энергии при этом безвозвратно преобразуется в другие виды энергии, например в тепловую (в активном сопротивлении).

По окончании переходного процесса устанавливается новый установившийся режим, который определяется только внешними источниками энергии. При отключении внешних источников энергии переходный процесс может возникать в цепи только за счет энергии электромагнитного поля, накопленной до начала переходного режима в индуктивных и емкостных элементах цепи.

В общем случае в электрической цепи переходные процессы могут возникать только тогда, когда в цепи имеются индуктивные и емкостные элементы. Это связано с тем, что индуктивные и емкостные элементы являются инерционными, так как изменение в них энергии магнитного и электрического полей не может происходить мгновенно и, следовательно, не могут мгновенно протекать процессы в момент коммутации. В самом деле, если бы изменение энергии в индуктивных и емкостных элементах проходило мгновенно, т. е. скачком, то при $t = 0$ мощность, равная скорости изменения энергии, $P = W/t = W/0 = \infty$ обращалась бы в бесконечность, что невозможно, ибо электрических цепей бесконечно большой мощности не существует. Таким образом, переходные процессы не могут протекать мгновенно, так как невозможны мгновенные изменения энергии, накопленной в электромагнитном поле цепи. Теоретически переходные процессы заканчиваются за время $t = \infty$. Практически же переходные процессы являются быстропотекающими и их длительность часто составляет десятые, сотые, тысячные и даже миллионные доли секунды (реже единицы секунд).

Так как энергия магнитного и электрического полей описывается выражениями

$$W_M = Li^2/2; W_C = Cu^2/2, \quad (6.1)$$

то ток в индуктивности и напряжение на емкости не могут изменяться мгновенно. Однако в электрической цепи с индуктивными и емкостными элементами возможны скачки напряжений на индуктивностях и токов на емкостях.

В электрических цепях с резистивными элементами энергия электромагнитного поля не запасается, вследствие чего в них переходные процессы не возникают, т. е. в таких цепях мгновенно, скачком, устанавливаются стационарные режимы.

Следует отметить, что в действительности любой элемент электрической цепи обладает какими-то сопротивлениями r , индуктивностью L и емкостью C , т. е. в реальных электротехнических устройствах существуют и тепловые потери, обусловленные прохождением тока и наличием r , и магнитные, и электрические поля.

Переходные процессы в реальных электротехнических устройствах можно ускорять или замедлять путем подбора соответствующих параметров элементов цепей, а также за счет применения специально разработанных устройств.

Задача исследования переходных процессов заключается в том, чтобы найти закономерности отклонений токов в ветвях и напряжений на участках цепи от их установившихся значений. Имеется ряд методов

анализа переходных процессов в линейных электрических цепях. В данной главе будет рассмотрен классический метод исследования путем решения дифференциальных уравнений, описывающих переходные процессы. Для расчета переходных процессов в цепях составляют уравнения по законам Кирхгофа для мгновенных значений напряжений и токов. В общем случае анализ переходного процесса в электрических цепях с линейными элементами, имеющими постоянные параметры r , L , C , сводится к решению линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Дифференциальные уравнения необходимо решать при заданных начальных условиях, чтобы получить однозначное решение. *Независимыми начальными условиями* называются значения тока в индуктивности и напряжения на емкости в момент коммутации, т. е. при $t = 0$. Принято считать, что коммутация происходит мгновенно за время $t = 0$, тогда ток в индуктивности и напряжение на емкости непосредственно до коммутации обозначают $i_L(0_-)$ и $U_C(0_-)$, а непосредственно после коммутации — $i_L(0)$ и $U_C(0)$. Независимо начальные условия характеризуют запасенную в магнитном и электрическом полях энергию к моменту коммутации.

Классический метод расчета переходных процессов заключается в интегрировании дифференциальных уравнений, связывающих токи и напряжения цепи. В результате интегрирования получаются постоянные, которые определяются из начальных условий, вытекающих из законов коммутации. Без знания законов коммутации невозможно проводить анализ и расчет переходных процессов. Имеется два закона коммутации.

Первый закон коммутации состоит в том, что ток в ветви с индуктивным элементом в начальный момент времени после коммутации имеет то же значение, которое он имел непосредственно перед коммутацией, а затем с этого значения он начинает плавно изменяться.

Этот закон, вытекающий из невозможности мгновенного изменения энергии магнитного поля $W_M = Li_L^2/2$, запасенной в индуктивном элементе, имеет вид

$$i_L(0_-) = i_L(0). \quad (6.2)$$

Второй закон коммутации состоит в том, что напряжение на емкостном элементе в начальный момент после коммутации имеет то же значение, которое оно имело непосредственно перед коммутацией, а затем с этого значения оно начинает плавно изменяться.

Второй закон коммутации, вытекающий из невозможности мгновенного изменения энергии электрического поля емкостного элемента $W_3 = Cu^2_C/2$, имеет вид

$$u_C(0_-) = u_C(0). \quad (6.3)$$

Равенства (6.2) и (6.3), описывающие законы коммутации, являются начальными условиями, т. е. указывают значения токов и напряжений в момент коммутации. Начальные условия, вытекающие из законов ком-

мутации, называются *независимыми*. Все остальные начальные условия зависимы.

Законы коммутации справедливы только для переходных токов в индуктивных элементах и переходных напряжений на емкостных элементах. Ток через емкостный элемент, напряжение на индуктивном элементе, ток и напряжение в ветви с резистивным элементом не подчиняются закону непрерывности изменения и в начальный момент коммутации могут изменяться скачком.

При нулевых начальных условиях, т. е. когда $u_C(0_-) = 0$ и $i_L(0_-) = 0$, емкостный элемент (конденсатор) в начальный момент после коммутации разряжен, что равносильно короткому замыканию, так как разность потенциалов на его обкладках равна нулю [$u_C(0_-) = 0$], а наличие индуктивности в начальный момент времени после коммутации равносильно разрыву цепи, так как $i_L(0_-) = 0$.

§ 6.2. Переходный, принужденный и свободный режимы

Рассмотрим расчет переходных процессов на примере подключения цепи с последовательным соединением резистивного, индуктивного и емкостного элементов к источнику периодически изменяющейся э. д. с. e (рис. 6.1).

Электрическое состояние цепи после коммутации, согласно второму закону Кирхгофа, описывается уравнением

$$L \frac{di}{dt} + ri + \frac{1}{C} \int i dt = e. \quad (6.4)$$

Здесь i — ток переходного процесса, называемый переходным. После окончания переходного режима наступает *принужденный* (установившийся) режим, который создается источником периодически изменяющейся э. д. с.

При исследовании переходных процессов необходимо установить порядок уравнения электрического состояния цепи, который равен числу независимых начальных условий для токов индуктивностей и напряжений на емкостях. Для цепи рис. 6.1 переходный процесс описывается уравнением второго порядка, так как значения i и u_C можно задать независимо друг от друга:

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + r \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = \frac{de}{dt}. \quad (6.5)$$

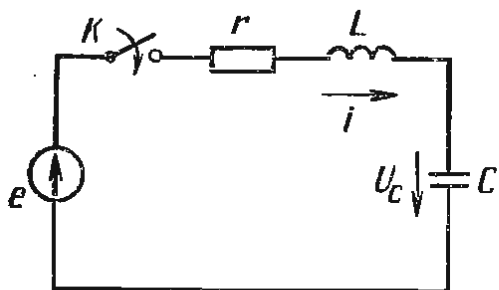


Рис. 6.1

Из математики известно, что решение линейного дифференциального уравнения с постоянными коэффициентами представляет собой сумму двух решений: частного решения неоднородного уравнения и общего решения однородного уравнения. Частное решение описывает принужденный режим, задаваемый источником энергии, и зависит

от вида функции, стоящей в правой части уравнения. Если функция правой части уравнения постоянна или является периодической функцией времени, то принужденный ток будет установившимся, а расчет принужденного режима проводится в последовательности и по формулам предыдущих глав.

Общее решение однородного уравнения описывает переходный процесс, протекающий без воздействия внешних источников, т. е. протекающий за счет энергии, накопленной в индуктивных и емкостных элементах цепи до начала переходного режима, и имеет одинаковый вид для любого переходного процесса в данной цепи. Это означает, что исследуемая цепь в этом случае освобождается от воздействия внешнего источника энергии, поэтому токи или напряжения, найденные в результате решения однородного уравнения, называются *свободными составляющими* (или просто *свободными*). При отсутствии внешних источников энергия, запасенная в цепи, постепенно расходуется и свободная составляющая с течением времени уменьшится до нуля. Для определения свободного тока однородное уравнение, полученное из (6.5), имеет вид

$$L \frac{d^2 i_{св}}{dt^2} + r \frac{di_{св}}{dt} + \frac{1}{C} i_{св} = 0. \quad (6.6)$$

Запишем характеристическое уравнение для (6.6):

$$Lp^2 + rp + \frac{1}{C} = 0. \quad (6.7)$$

Определив из характеристического уравнения корни p_1 и p_2 , запишем общее решение в виде

$$i_{св} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}, \quad (6.8)$$

где A_1 и A_2 — постоянные интегрирования, определяемые из начальных условий. Следует отметить, что число слагаемых в (6.8) равно порядку дифференциального уравнения.

Действительное значение тока во время переходного режима равно сумме принужденного и свободного токов:

$$i = i_{пр} + i_{св}. \quad (6.9)$$

Аналогично, действительное напряжение на любом участке цепи при переходном режиме равно сумме принужденной и свободной составляющих:

$$u = u_{пр} + u_{св}. \quad (6.10)$$

Итак, физически существуют только переходные токи и напряжения, а разложение их на свободные и принужденные составляющие является математическим приемом, позволяющим упростить расчет переходных процессов в линейных цепях, ибо принцип наложения применим лишь к линейным цепям. Основная трудность анализа переходных процессов классическим методом заключается в определении свободных токов и напряжений.

§ 6.3. Переходные процессы в цепи с последовательным соединением резистивного и индуктивного элементов

Короткое замыкание rL -цепи. Рассмотрим переходный процесс в rL -цепи, в которой последовательно соединены резистивный и индуктивный элементы. В частности, это может быть эквивалентная схема реальной индуктивной катушки, если пренебречь емкостью между ее витками (пренебречь энергией электрического поля цепи и учитывать только энергию магнитного поля). Допустим, к зажимам цепи рис. 6.2, *a* до коммутации было приложено постоянное напряжение $U = U_0$. После переключения выключателя K из положения *a* в положение *b* возникает накоротко замкнутый контур rL , в котором принужденный ток существовать не может, так как цепь rL отключена от воздействия напряжения сети. Итак, принужденный ток в rL -цепи после коммутации равен нулю. Следовательно, в данном случае в цепи существует только свободный ток $i_{св}$.

Дифференциальное уравнение rL -цепи имеет вид

$$L \frac{di}{dt} + ri = u,$$

а однородное уравнение, определяющее свободный ток $i_{св}$ этой цепи,

$$L \frac{di_{св}}{dt} + ri_{св} = 0. \quad (6.11)$$

Характеристическое уравнение для (6.11)

$$Lp + r = 0$$

имеет корень $p = -r/L$, тогда свободный ток

$$i_{св} = Ae^{pt} = Ae^{-rt/L} = Ae^{-t/\tau}. \quad (6.12)$$

Выражение (6.12) графически представляет собой затухающую кривую — экспоненту (рис. 6.2, *б*). В (6.12) величина $-1/p = L/r = \tau$, имею-

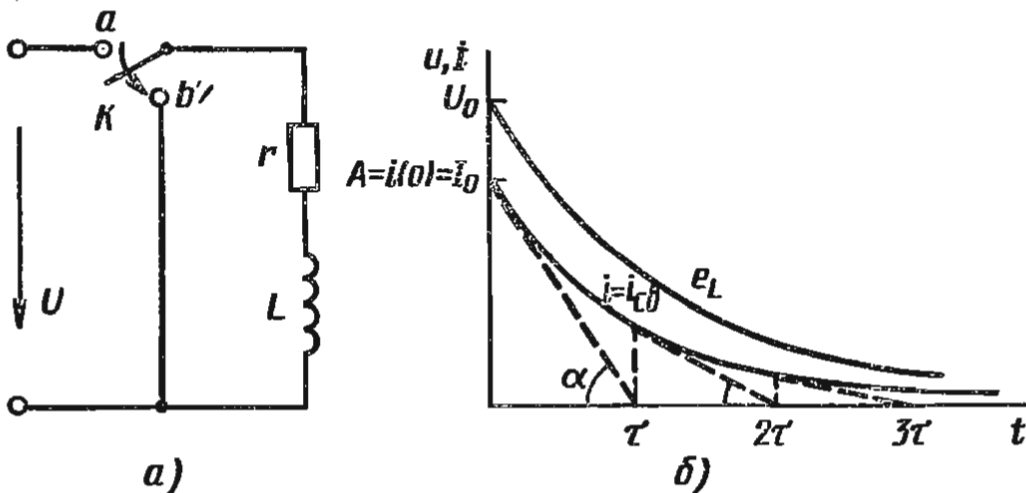


Рис. 6.2

щая размерность времени ($\Gamma n/\text{Ом} = \text{Ом} \cdot \text{с}/\text{Ом} = \text{с}$), называется *постоянной времени*. Постоянная времени τ характеризует скорость протекания переходного процесса, причем чем больше τ , тем продолжительнее переходный процесс. Величина, обратная постоянной времени ($\alpha = r/L = 1/\tau$), называется *коэффициентом затухания*; при этом чем больше коэффициент затухания, тем быстрее происходит уменьшение свободного тока.

В момент коммутации, т. е. при $t = 0$, свободный ток $i_{\text{св}} = Ae^{-r0/L} = Ae^0 = A$. По истечении времени $t = \tau$ свободный ток $i_{\text{св}}(t = \tau) = Ae^{-1} = A/e = A/2,718 \approx 0,368A$, а по истечении времени 2τ свободный ток $i_{\text{св}}(t = 2\tau) = A/e^2 \approx 0,135A$ и т. д. Так как за время $t = 4,6\tau$ свободный ток затухает до значения $Ae^{-4,6} \approx 0,01A$, то при $t > 4,6\tau$ свободный ток составляет менее 1% от начального значения. Поэтому в инженерных расчетах принято считать переходный процесс закончившимся при $t = (4 \div 5)\tau$, в то время как, согласно (6.12), он должен заканчиваться за время $t = \infty$.

Постоянную времени τ можно определить графически. Из (6.11) имеем

$$\frac{di_{\text{св}}}{dt} = -\frac{i_{\text{св}}}{L/r} = -\frac{i_{\text{св}}}{\tau},$$

откуда

$$\tau = -\frac{i_{\text{св}}}{di_{\text{св}}/dt} = -\frac{i_{\text{св}}}{\text{tg } \alpha}, \quad (6.13)$$

где α — угол на рис. 6.2, б. Из выражения (6.13) видно, что постоянная времени равна длине подкасательной в любой точке кривой $i_{\text{св}}$ (рис. 6.2, б).

Для того чтобы проанализировать переходный процесс при коротком замыкании rL -цепи, необходимо из начальных условий найти постоянную интегрирования A :

при $t = 0$

$$A = i_{\text{св}}(0). \quad (6.14)$$

Если до короткого замыкания по цепи проходил постоянный ток $I_0 = U_0/r$, где U_0 — постоянное напряжение, приложенное к цепи (рис. 6.2, а), то это значение тока сохранится и для первого момента $t = 0$ после замыкания цепи. Отсюда можно определить постоянную интегрирования $A = i_{\text{св}}(0) = i(0) - i_{\text{пр}}(0) = i(0) = I_0 = U_0/r$, так как принужденный ток при коротком замыкании цепи $i_{\text{пр}} = 0$. Следовательно, ток в исследуемой цепи

$$i = i_{\text{св}} = Ae^{-rt/L} = I_0e^{-rt/L} = \frac{U_0}{r}e^{-rt/L}. \quad (6.15)$$

В переходный период в такой цепи возникает электродвижущая сила самоиндукции

$$e_L = -L \frac{di}{dt} = -L \left(-\frac{r}{L} \right) \frac{U_0}{r} e^{-rt/L} = U_0 e^{-rt/L} = -u_L \quad (6.16)$$

откуда видно, что э. д. с. самоиндукции при коротком замыкании в данной цепи возникает скачкообразно, принимая в момент коммутации

максимальное значение, т. е. при $t = 0$ $e_L = U_0$ (рис. 6.2, б). Так как напряжение на индуктивном элементе $u_L = -e_L = -U_0 e^{-rt/L}$, а на активном сопротивлении $u_r = ri = U_0 e^{-rt/L}$, то в замкнутом контуре при коротком замыкании $u_r + u_L = 0$.

В короткозамкнутом контуре переходный процесс заканчивается (теоретически) при $t = \infty$; следовательно, энергия, расходуемая за это время на нагрев сопротивления r цепи, равна энергии магнитного поля, запасенной в индуктивном элементе до момента замыкания цепи, т. е.

$$W = \int_0^{\infty} ri^2 dt = rI_0^2 \int_0^{\infty} e^{-2rt/L} dt = \frac{1}{2} LI_0^2.$$

Аналогичное выражение описывает процессы в цепи при прохождении переменного тока, но при $t = 0$ вместо I_0 стоит мгновенное значение тока.

Если к rL -цепи приложить синусоидальное напряжение $u = U_m \sin(\omega t + \psi)$, то это не окажет влияния на характер переходного процесса при коротком замыкании. Изменится только значение постоянной интегрирования, так как свободный ток возникает за счет энергии магнитного поля, накопленной в цепи до начала переходного процесса. В самом деле, ток до коммутации ($t = 0_-$)

$$i = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t + \psi - \varphi) = \frac{U_m}{\sqrt{r^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t + \psi - \varphi).$$

В момент короткого замыкания ($t = 0$)

$$i(0) = \frac{U_m}{Z} \sin(\psi - \varphi) = A$$

не является функцией времени.

Тогда свободный ток

$$i_{св} = Ae^{-rt/L} = \frac{U_m}{Z} \sin(\psi - \varphi) e^{-rt/L}. \quad (6.17)$$

Значение постоянной интегрирования A зависит от момента коммутации, например если коммутация происходит в момент прохождения тока через нуль ($\psi = \varphi$), то свободный ток равен нулю и переходного режима не будет. График изменения свободного тока для переменного тока имеет тот же вид, что и зависимость на рис. 6.2, б.

Включение rL -цепи на постоянное напряжение. При включении rL -цепи на постоянное напряжение $U = U_0$ (рис. 6.3, а) принужденный ток $i_{пр} = U_0/r$, а свободный ток, как и в предыдущем случае, $i_{св} = Ae^{-rt/L}$. Ток переходного процесса

$$i = U_0/r + Ae^{-rt/L}.$$

Найдем постоянную интегрирования A из начальных условий. Ток до переходного процесса и в первый момент после включения равен нулю:

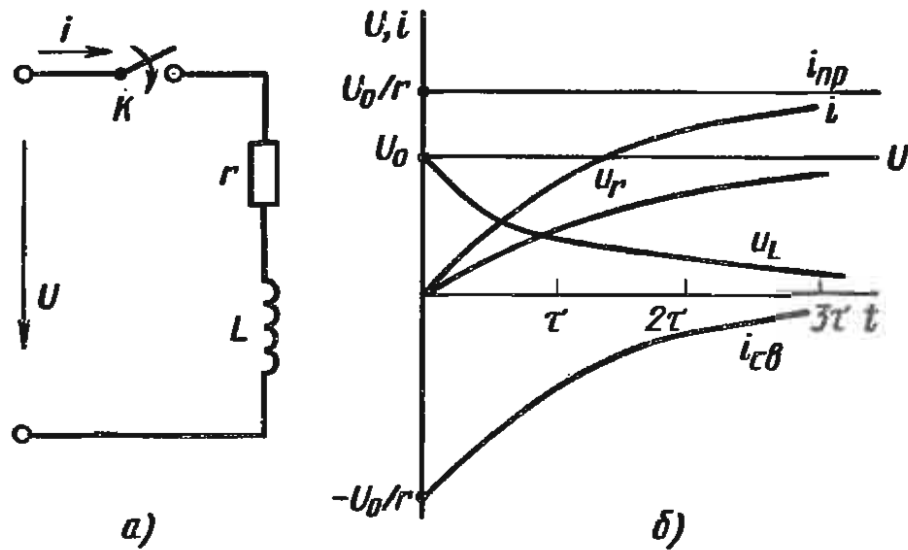


Рис. 6.3

$$i(0) = U_0/r + A = 0,$$

откуда $A = -U_0/r$. В результате искомый переходный ток

$$i = \frac{U_0}{r} - \frac{U_0}{r} e^{-rt/L} = \frac{U_0}{r} (1 - e^{-rt/L}). \quad (6.18)$$

Напряжение на индуктивном элементе

$$u_L = L \frac{di}{dt} = L \left(-\frac{r}{L} \right) \left(-\frac{U_0}{r} \right) e^{-rt/L} = U_0 e^{-rt/L}, \quad (6.19)$$

а напряжение на резистивном элементе

$$u_r = ri = U_0 (1 - e^{-rt/L}). \quad (6.20)$$

Графики изменения i , $i_{пр}$, $i_{св}$, u_L , u_r приведены на рис. 6.3, б.

До коммутации напряжение на индуктивном элементе было равно нулю, а в момент включения ($t = 0$) $u_L = U_0$ (6.19), т. е. напряжение на индуктивности изменяется скачком. Согласно (6.19) и (6.20), в первый момент включения напряжение целиком сосредоточивается только на индуктивном элементе, а затем постепенно переходит на резистивный элемент (рис. 6.3, б) и при $t = \infty$ $u_L = 0$, $u_r = U_0$.

Из зависимости тока $i(t)$ (рис. 6.3, б) видно, что ток в цепи не устанавливается мгновенно и для этого требуется определенное время, пока не наступит принужденный режим со значением тока U_0/r . Возрастание переходного тока i при включении будет тем медленнее, чем медленнее затухает свободный ток, т. е. чем больше постоянная времени $\tau = L/r$, а значит, чем большая энергия передается магнитному полю индуктивного элемента.

Включение rL -цепи на синусоидальное напряжение. Если rL -цепь включена на синусоидальное напряжение $u = U_m \sin(\omega t + \psi)$ (рис. 6.3, а), то значение напряжения в момент коммутации $u(0) = U_m \sin \psi$ определяется значением начальной фазы ψ , которая называется в этом случае фазой включения. Принужденный ток в цепи также синусоидальный, равный $i_{пр} = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t + \psi - \varphi)$, где $Z = \sqrt{r^2 + (\omega L)^2}$, $\varphi = \arctg(\omega L/r)$, а

свободный ток определяется по формуле (6.12). В результате переходный ток

$$i = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t + \psi - \varphi) + A e^{-r/L}.$$

Из начальных условий (при $t = 0$ и $i = 0$) находим $i = \frac{U_m}{Z} \sin(\psi - \varphi) + A = 0$, откуда определяем $A = -\frac{U_m}{Z} \sin(\psi - \varphi)$.

Окончательно для тока переходного процесса получаем

$$i = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t + \psi - \varphi) - \frac{U_m}{Z} \sin(\psi - \varphi) e^{-r/L}. \quad (6.21)$$

Напряжение на резисторе при переходном режиме $u_r = ri$ пропорционально току, а переходное напряжение на индуктивном элементе

$$u_L = L \frac{di}{dt} = \frac{\omega L}{Z} U_m \sin\left(\omega t + \psi - \varphi + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{r}{Z} U_m \sin(\psi - \varphi) e^{-r/L}$$

На рис. 6.4 приведены зависимости $u(t)$, $i_{\text{пр}}(t)$, $i_{\text{св}}(t)$ и $i(t)$. Из уравнения (6.21) видно, что при $t = 0$ переходный ток i равен нулю, а начальное значение свободного тока $i_{\text{св}}$ равно и противоположно по направлению принужденному току $i_{\text{пр}}$. Начальное значение свободного тока зависит от начальной фазы напряжения, причем максимальное начальное значение свободного тока будет в тот момент, когда $\psi - \varphi = \pi/2$, так как в этот момент, согласно (6.21), $i_{\text{св}}(0) = -i_{\text{пр}}(0) = -I_m = -U_m/Z$. Если же включение rL -цепи произошло в момент прохождения принужденного тока через нуль, т. е. когда начальная фаза $\psi = \varphi$ и $\sin(\psi - \varphi) = 0$, то свободного тока не будет и в цепи сразу же наступает установившийся режим.

Из графика рис. 6.4 видно, что переходный ток в rL -цепи при ее включении нарастает от нуля и в некоторые промежутки времени может превосходить максимальное значение установившегося тока I_m , т. е. может возникнуть ток, называемый *сверхтоком*. Однако наибольшее значение переходного тока, как видно из рис. 6.4, не превышает двойной амплитуды установившегося тока.

По мере того как свободная составляющая переходного тока уменьшается, последний все больше и больше приближается к установившемуся синусоидальному току.

Следует иметь в виду, что сверхтоки, возникающие при коммутации в электрических сетях, весьма опасны из-за повышающихся динамических усилий между токонесущими элементами и вызывают перенапряжения на участках цепи, что может привести к выходу из строя аппаратуры.

Внезапное изменение сопротивления в rL -цепи. Рассмотрим переходные процессы в цепи (рис. 6.5, а) при внезапном изменении ее активного сопротивления. Если к такой цепи подведено постоянное напряжение $U = U_0$ и в момент $t = 0$ размыкается ключ K , т. е. происходит увеличение сопротивления цепи от r_1 до $r_1 + r_2$, то дифференциальное уравнение цепи после увеличения сопротивления (уменьшение нагрузки) будет иметь вид

$$L \frac{di_1}{dt} + (r_1 + r_2) i_1 = u. \quad (6.22)$$

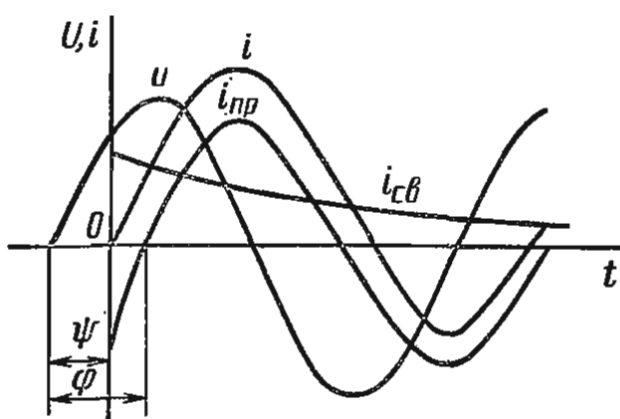


Рис. 6.4

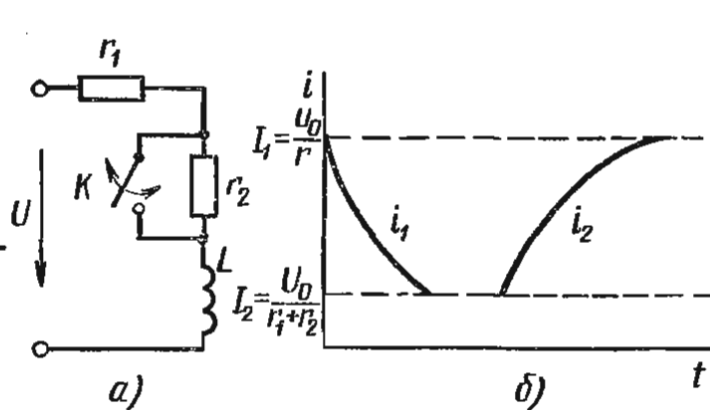


Рис. 6.5

Решение этого уравнения:

$$i_1 = i_{\text{пр}} + i_{\text{св}} = i_{\text{пр}} + Ae^{-\frac{r_1 + r_2}{L}t}$$

Принужденный ток при коммутации меняется от $I_1 = U_0/r$ (ключ замкнут) до значения $I_2 = U_0/(r_1 + r_2)$ (ключ разомкнут), поэтому решение уравнения (6.22) можно записать в виде

$$i_1 = I_2 + A_1 e^{-(r_1 + r_2)t/L}$$

Из начальных условий находим постоянную интегрирования A_1 :

$$i_1(0) = I_2 + A_1 = I_1, \quad A_1 = I_1 - I_2.$$

Окончательно переходный ток при размыкании ключа

$$i_1 = I_2 + (I_1 - I_2)e^{-(r_1 + r_2)t/L} = I_2 + (I_1 - I_2)e^{-t/\tau_1}, \quad (6.23)$$

где τ_1 — постоянная времени цепи. Если в момент $t = 0$ замыкается ключ K , т. е. происходит уменьшение сопротивления цепи от значения $r_1 + r_2$ до r_1 (что равносильно увеличению нагрузки в цепи), то дифференциальное уравнение имеет вид

$$L \frac{di_2}{dt} + r_1 i_2 = u. \quad (6.24)$$

Решение уравнения (6.24) имеет вид

$$i_2 = I_1 + A_2 e^{-t/L}$$

Из начальных условий находим постоянную интегрирования A_2 :

$$i_2(0) = I_1 + A_2 = I_2, \quad A_2 = I_2 - I_1.$$

Окончательно переходный ток при замыкании ключа

$$i_2 = I_1 + (I_2 - I_1)e^{-t/L} = I_1 - (I_1 - I_2)e^{-t/L} = I_1 - (I_1 - I_2)e^{-t/\tau_2}, \quad (6.25)$$

где τ_2 — постоянная времени цепи.

Графики изменения токов в рассматриваемом случае представлены на рис. 6.5, б. Из них видно, что переходный процесс после увеличения сопротивления, т. е. размыкания ключа, устанавливается быстрее, чем после замыкания, так как постоянная времени цепи $\tau_1 = L/(r_1 + r_2)$ меньше, чем $\tau_2 = L/r_1$.

§ 6.4. Переходные процессы в цепи с последовательным соединением резистивного и емкостного элементов

Короткое замыкание rC -цепи (разрядка конденсатора). Рассмотрим переходный процесс в rC -цепи, в которой последовательно соединены резистор и конденсатор. Пусть к зажимам цепи рис. 6.6, *a* приложено до коммутации постоянное напряжение $U = U_0$ и конденсатор полностью зарядился, т. е. напряжение между его обкладками u_C стало равным напряжению, приложенному к цепи ($u_C = U_0$). После переключения ключа K из положения *a* в положение *b* образуется накоротко замкнутый контур с r и C , в котором конденсатор будет разряжаться (при этом контур отключен от воздействия приложенного напряжения U). Следовательно, в цепи существуют только свободное напряжение на емкостном элементе (конденсаторе) и свободный ток, так как процесс после коммутации протекает только за счет энергии $W_0 = Cu_C^2/2$, запасенной в электрическом поле конденсатора до начала переходного процесса. Принужденное напряжение на емкостном элементе и принужденный ток в цепи в этом случае равны нулю.

Согласно второму закону Кирхгофа, уравнение для свободного процесса имеет вид

$$ri_{cb} + u_{Ccb} = 0, \quad (6.26)$$

где $i_{cb} = C \frac{du_{Ccb}}{dt}$, а однородное дифференциальное уравнение для свободного напряжения на емкостном элементе можно переписать в виде

$$rC \frac{du_{Ccb}}{dt} + u_{Ccb} = 0. \quad (6.27)$$

Характеристическое уравнение для (6.27)

$$rCp + 1 = 0$$

имеет корень $p = -1/(rC)$, в результате чего свободное напряжение

$$u_{Ccb} = Ae^{pt} = Ae^{-t/(rC)} = Ae^{-t/\tau} = Ae^{-\alpha t},$$

где $\tau = rC$ — имеющая размерность времени постоянная времени цепи;

$\alpha = 1/\tau = 1/(rC)$ называется коэффициентом затухания цепи, причем τ тем больше, чем больше r и C . Таким образом, чем больше r и C , тем медленнее происходит разрядка конденсатора.

Для нахождения постоянной интегрирования A воспользуемся вторым законом коммутации

$$u_C(0_-) = u_C(0).$$

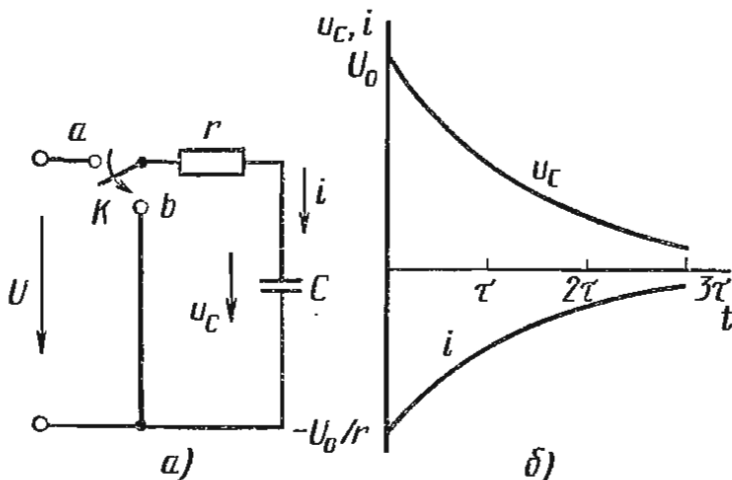


Рис. 6.6

В цепи до коммутации конденсатор был заряжен до напряжения U_0 , поэтому $u_C(0_-) = u_C(0) = U_0$ и при $t = 0$

$$A = u_{C\text{св}}(0) = u_C(0) - u_{C\text{пр}}(0) = U_0 - 0 = U_0.$$

Итак, окончательно искомое напряжение на емкостном элементе

$$u_C = u_{C\text{св}} = U_0 e^{-t/(rC)} \quad (6.28)$$

и ток в цепи

$$i = C \frac{du_C}{dt} = C \left(-\frac{1}{rC} \right) U_0 e^{-t/(rC)} = -\frac{U_0}{r} e^{-t/(rC)}. \quad (6.29)$$

В формуле (6.29) знак минус свидетельствует о том, что ток разрядки имеет направление, противоположное напряжению на конденсаторе. Графики изменения u_C и i приведены на рис. 6.6, б.

Так как переходный процесс при коротком замыкании в цепи с rC теоретически заканчивается при $t = \infty$, то энергия, расходуемая за это

$$\text{время на нагрев сопротивления } r \quad W = \int_0^{\infty} ri^2 dt = \int_0^{\infty} \frac{U_0^2}{r} e^{-2t/(rC)} dt = \frac{1}{2} CU_0^2$$

равна энергии, запасенной до коммутации в электрическом поле конденсатора.

Включение rC -цепи на постоянное напряжение (зарядка конденсатора). Рассмотрим переходный процесс при включении rC -цепи на постоянное напряжение $U = U_0$ (рис. 6.7, а). При включении этой цепи конденсатор будет заряжаться до принужденного напряжения $u_C = U_0$. Однородное дифференциальное уравнение для свободного напряжения на емкостном элементе цепи совпадает с (6.27), поэтому свободное напряжение на емкостном элементе $u_{\text{св}} = Ae^{-t/(rC)}$. Тогда переходное напряжение на емкостном элементе

$$u_C = u_{C\text{пр}} + u_{C\text{св}} = U_0 + Ae^{-t/(rC)}.$$

Напряжение на емкостном элементе до коммутации, а следовательно, и в первый момент после включения равно нулю, так как конденсатор не был заряжен, т. е. при $t = 0$ напряжение $u_C(0) = U_0 + A = 0$, откуда $A = -U_0$ и

$$u_C = U_0 - U_0 e^{-t/(rC)} = U_0(1 - e^{-t/(rC)}). \quad (6.30)$$

Из (6.30) следует, что напряжение на емкостном элементе возрастает постепенно, причем тем медленнее, чем больше постоянная времени $\tau = rC$ (рис. 6.7, б).

Ток при зарядке конденсатора

$$\begin{aligned} i &= C \frac{du_C}{dt} = -CU_0 \left(-\frac{1}{rC} \right) e^{-t/(rC)} = \\ &= \frac{U_0}{r} e^{-t/(rC)} \end{aligned} \quad (6.31)$$

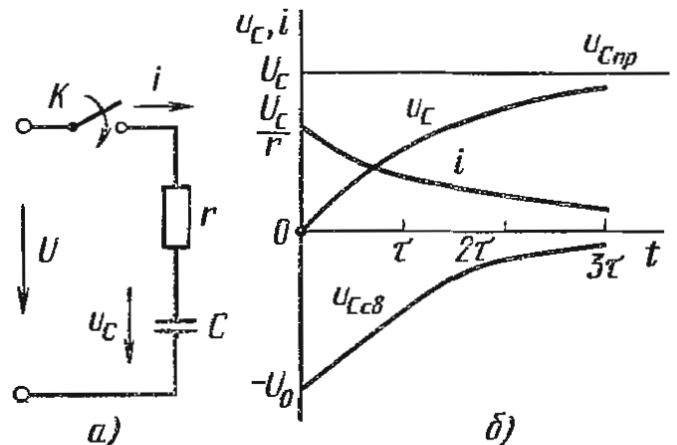


Рис. 6.7

в момент коммутации (при $t = 0$) возникает скачком, а затем спадает по экспоненциальному закону, как и ток разрядки. Его направление положительно (рис. 6.7, б). Ток спадает тем медленнее, чем больше постоянная времени цепи τ , т. е. чем медленнее затухает свободное напряжение на емкостном элементе $u_{C\text{св}}$.

Энергия, расходуемая на нагрев резистора при зарядке конденсатора, независимо от сопротивления r будет такой же, как и при разрядке конденсатора $W_3 = CU_0^2/2$, т. е. равной энергии электрического поля, запасаемой в конденсаторе при его зарядке.

Включение rC -цепи на синусоидальное напряжение. Рассмотрим переходный процесс при включении rC -цепи (рис. 6.7, а) на синусоидальное напряжение $u = U_m \sin(\omega t + \psi)$, где ψ — фаза включения. Принужденное напряжение на емкостном элементе в этом случае

$$u_{C\text{пр}} = \frac{I_m}{\omega C} \sin(\omega t + \psi - \varphi - \pi/2) = U_{Cm} \sin(\omega t + \psi - \varphi - \pi/2),$$

где $I_m = \frac{U_m}{Z} = \frac{U_m}{\sqrt{r^2 + [1/(\omega C)]^2}}$; $\text{tg } \varphi = -X_C/r = -1/(\omega Cr)$.

Свободное напряжение на емкостном элементе, как и при включении rC -цепи на постоянное напряжение, определяется выражением

$$u_{C\text{св}} = Ae^{-t/(rC)};$$

следовательно, переходное напряжение на емкостном элементе

$$u_C = \frac{I_m}{\omega C} \sin(\omega t + \psi - \varphi - \pi/2) + Ae^{-t/(rC)}.$$

Постоянная интегрирования A определяется из начальных условий: если при $t = 0$ конденсатор не был заряжен, то $u_C = 0$ и $\frac{I_m}{\omega C} \sin(\psi - \varphi - \pi/2) + A = 0$, откуда $A = -\frac{I_m}{\omega C} \sin(\psi - \varphi - \pi/2)$.

Окончательно получаем для переходного напряжения на емкостном элементе

$$\begin{aligned} u_C &= \frac{I_m}{\omega C} \sin\left(\omega t + \psi - \varphi - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{I_m}{\omega C} \sin\left(\psi - \varphi - \frac{\pi}{2}\right) e^{-t/(rC)} = \\ &= U_{Cm} \sin\left(\omega t + \psi - \varphi - \frac{\pi}{2}\right) - U_{Cm} \sin\left(\psi - \varphi - \frac{\pi}{2}\right) e^{-t/(rC)}. \end{aligned} \quad (6.32)$$

Переходный ток цепи

$$i = C \frac{du_C}{dt} = I_m \sin(\omega t + \psi - \varphi) + \frac{I_m}{r\omega C} \sin\left(\psi - \varphi - \frac{\pi}{2}\right) e^{-t/(rC)}. \quad (6.33)$$

Из формул (6.32) и (6.33) следует, что на значения синусоидальных принужденных составляющих напряжения и тока цепи налагаются свободные составляющие, значения которых уменьшаются по экспоненциальному закону, вследствие чего напряжения u_C и u_r , а также ток i в течение определенных промежутков времени могут превосходить максимальные значения. Из (6.32) и (6.33) также видно, что переходные

процессы, а значит перенапряжения и сверхток, зависят от фазы включения ψ и от постоянной времени $\tau = rC$, так как от фазы включения зависят начальные значения свободных составляющих, а от постоянной времени — скорость их уменьшения.

Если фаза включения $\psi = \varphi + \pi/2$, то переходный процесс в цепи не возникает, а сразу же после включения наступает установившийся режим, так как свободные составляющие равны нулю, т. е.

$$u_C = \frac{I_m}{\omega C} \sin \omega t = U_{Cm} \sin \omega t \text{ и } i = I_m \sin (\omega t + \pi/2).$$

Если фаза включения $\psi = \varphi$, то свободное напряжение на емкостном элементе $u_{C\text{св}}$ будет наибольшим, т. е. в начальный момент коммутации при $t = 0$ оно равно $I_m/(\omega C)$, а свободный ток при этом равен $-I_m/(r\omega C)$. Переходные напряжения на емкостном элементе и ток при $\psi = \varphi$ соответственно равны

$$u_C = \frac{I_m}{\omega C} \sin (\omega t - \pi/2) + \frac{I_m}{\omega C} e^{-t/(rC)};$$

$$i = I_m \sin \omega t - \frac{I_m}{r\omega C} e^{-t/(rC)}.$$

Если сопротивление r мало (т. е. $r\omega C \leq 1$) и мала также постоянная времени, то в начальный момент появится большой сверхток $i(0) = U_{Cm}/r$, намного превосходящий амплитуду тока I_m для установившегося режима (рис. 6.8, а), причем сверхток будет длиться незначительную часть периода, так как $\omega Cr = 2\pi\tau/T \leq 1$, т. е. $\tau \leq T$.

При большой постоянной времени $\tau = rC$ возникает значительное перенапряжение на емкости, которое, однако, не превышает удвоенной амплитуды принужденного напряжения. В этом случае наблюдается небольшой сверхток (рис. 6.8, б). При этом чем больше сопротивление r и емкость C , тем больше постоянная времени и тем продолжительнее переходный режим.

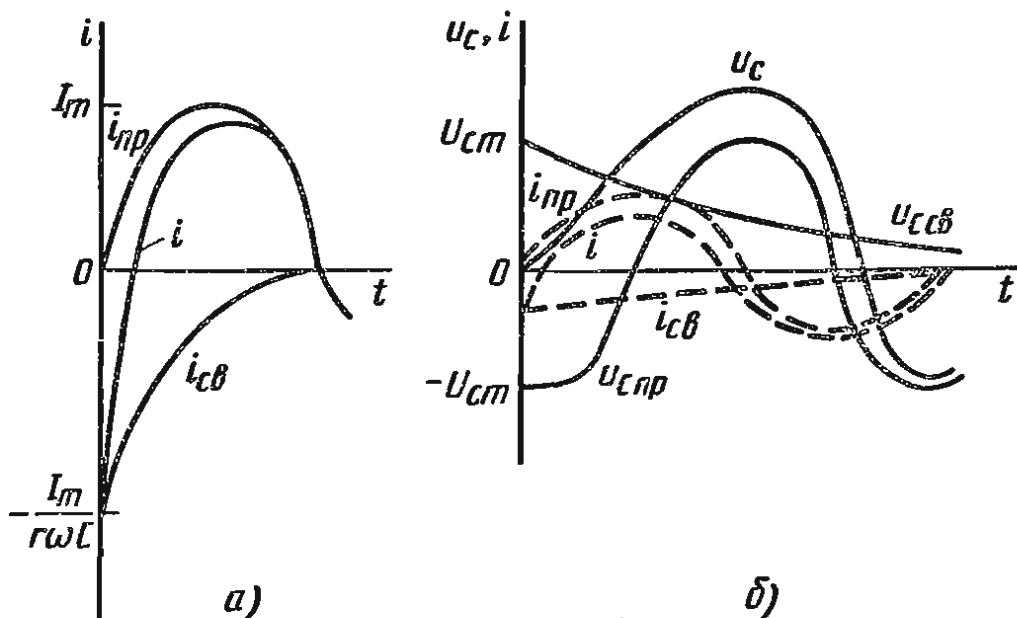


Рис. 6.8

§ 6.5. Переходные процессы в цепи с последовательным соединением резистивного, индуктивного и емкостного элементов

Рассмотрим апериодическую разрядку конденсатора. Если ключ K на рис. 6.9 переключить из положения a в положение b , то образуется накоротко замкнутый контур rLC , в котором до коммутации конденсатор заряжен до напряжения источника U_0 . После коммутации в замкнутом контуре rLC протекает свободный процесс, который, согласно второму закону Кирхгофа, описывается однородным уравнением

$$L \frac{di_{CB}}{dt} + ri_{CB} + u_{C CB} = 0. \quad (6.34)$$

Так как $i_{CB} = C du_{C CB}/dt$, то

$$LC \frac{d^2 u_{C CB}}{dt^2} + rC \frac{du_{C CB}}{dt} + u_{C CB} = 0. \quad (6.35)$$

Характеристическое уравнение для (6.35) имеет вид

$$LCp^2 + rCp + 1 = 0, \text{ или } p^2 + rp/L + 1/(LC) = 0 \quad (6.36)$$

и два корня

$$p_{1,2} = -\frac{r}{2L} \pm \sqrt{\frac{r^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}. \quad (6.37)$$

Если в колебательном контуре резонансная частота $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ и $r/(2L) = \delta$, то выражение для определения корней характеристического уравнения можно переписать:

$$p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}. \quad (6.38)$$

Характер свободного процесса зависит от вида корней характеристического уравнения, которые, в свою очередь, зависят от соотношения параметров цепи r , L , C . Свободный процесс, наблюдаемый в замкнутом rLC -контуре после коммутации, представляет собой апериодическую разрядку конденсатора. *Апериодической* называется разрядка конденсатора, заряженного до напряжения U_0 , через резистор и индуктивную катушку, когда напряжение на конденсаторе постепенно спадает до нуля. Апериодический процесс разрядки конденсатора имеет место, если корни характеристического уравнения вещественны, т. е. если в (6.38) $r^2/(4L^2) > 1/(LC)$, или $r/(2L) > 1/\sqrt{LC}$, или $r > 2\sqrt{L/C} = r_{кр}$, и получается пара разных корней.

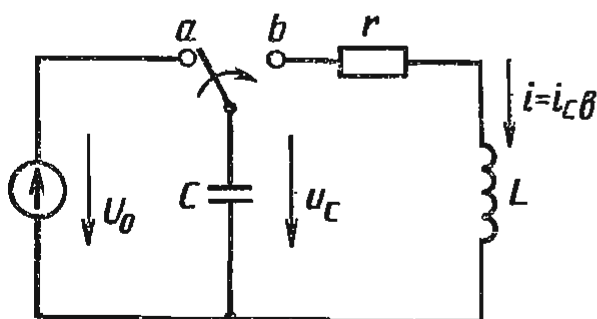


Рис. 6.9

Сопrotивление $r_{кр} = 2\sqrt{L/C}$ называется *критическим*, так как оно является наименьшим сопротивлением rLC -контра, когда еще имеет место

апериодический процесс разрядки конденсатора. При $r < 2\sqrt{L/C}$ корни характеристического уравнения получаются комплексными и сопряженными. Таким образом, корни характеристического уравнения p_1 и p_2 будут вещественными и различными, если выполняется условие $r > r_{кр}$. Если корни различны, то общее решение однородного дифференциального уравнения (6.35) имеет вид

$$u_{C\text{св}} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}, \quad (6.39)$$

где A_1 и A_2 — вещественные постоянные интегрирования, а p_1 и p_2 — вещественные и различные корни, которые должны быть отрицательными, так как свободный процесс должен быть затухающим во времени.

Так как при разрядке конденсатора в коротко замкнутом контуре rLC процесс является свободным, то переходные значения напряжения u_C и тока i равны их свободным значениям, т. е. $u_C = u_{C\text{св}}$ и $i = i_{\text{св}}$. Ток цепи

$$i = i_{\text{св}} = C \frac{du_{C\text{св}}}{dt} = CA_1 p_1 e^{p_1 t} + CA_2 p_2 e^{p_2 t}. \quad (6.40)$$

Подставляя начальные условия (при $t = 0$ $u_C = U_0$ и $i = 0$) в (6.39) и (6.40), получаем

$$u_C(0) = A_1 + A_2 = U_0; \quad i(0) = A_1 p_1 + A_2 p_2 = 0. \quad (6.41)$$

Из системы уравнений (6.41) определяем постоянные интегрирования:

$$A_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{\begin{vmatrix} U_0 & 1 \\ 0 & p_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1 & 1 \\ p_1 & p_2 \end{vmatrix}} = \frac{p_2 U_0}{p_2 - p_1}; \quad A_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta} = \frac{\begin{vmatrix} 1 & U_0 \\ p_1 & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1 & 1 \\ p_1 & p_2 \end{vmatrix}} = -\frac{p_1 U_0}{p_2 - p_1}.$$

Подставляя их в (6.39) и (6.40), окончательно получаем

$$u_C = u_{C\text{св}} = \frac{U_0}{p_2 - p_1} (p_2 e^{p_1 t} - p_1 e^{p_2 t});$$

$$i = i_{\text{св}} = \frac{U_0 C p_1 p_2}{p_2 - p_1} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}), \quad (6.42)$$

но так как, согласно теореме Виета, произведение корней p_1 и p_2 характеристического уравнения равно его свободному члену [$p_1 p_2 = = 1/(LC)$], то последнее выражение можно записать в виде

$$i = \frac{U_0}{L(p_2 - p_1)} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}). \quad (6.43)$$

Напряжение на индуктивном элементе u_L определяется по формуле

$$u_L = u_{L\text{св}} = L \frac{di_{\text{св}}}{dt} = \frac{U_0}{p_2 - p_1} (p_1 e^{p_1 t} - p_2 e^{p_2 t}). \quad (6.44)$$

Так как для свободного процесса, имеющего апериодический характер, корни характеристического уравнения должны быть веществен-

ными и различными, то, согласно (6.36) и (6.37), они также всегда должны быть отрицательными.

Как видно из формул (6.42), (6.43) и (6.44), корни характеристических уравнений входят в показатели экспонент; следовательно, свободные процессы в цепях всегда затухают и тем быстрее, чем больше абсолютное значение корня характеристического уравнения. Если согласно этим формулам характер изменения переходных процессов представить в виде кривых, то каждая из них будет представлять собой сумму двух экспонент с коэффициентами затухания $|p_1|$ и $|p_2|$ соответственно. Значение коэффициентов затухания находят по формуле (6.37). Кривые изменения напряжений и их составляющих на емкостном и индуктивном элементах, а также кривые изменения тока и его составляющих приведены на рис. 6.10, а–в. Из рисунка видно, что напряжение на емкостном элементе u_C постепенно уменьшается от начального значения U_0 , а ток в начальный отрезок времени, возрастая от нуля, достигает максимума, а затем, как и u_C , также затухает.

Когда $|p_2| > |p_1|$, то $\left| \frac{p_2}{p_2 - p_1} \right| > \left| \frac{p_1}{p_2 - p_1} \right|$. Это означает, что в зависимостях $u_C(t)$, $i(t)$, $u_L(t)$, состоящих из алгебраической суммы двух экспонент, первая экспонента затухает медленнее, чем вторая. Вследствие этого напряжение на емкостном элементе u_C постепенно убывает, оставаясь всегда положительным, так как его первая экспонента положительна и больше второй отрицательной экспоненты.

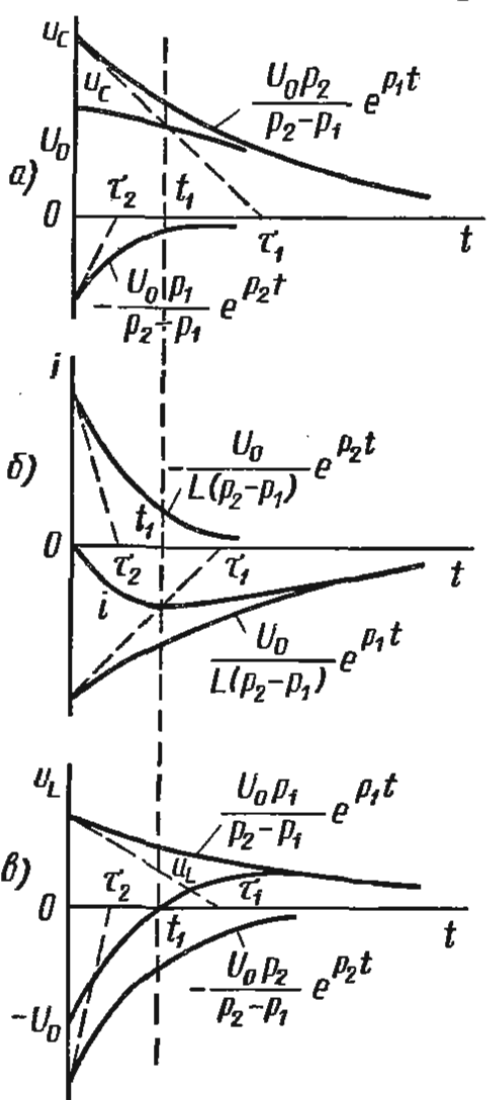
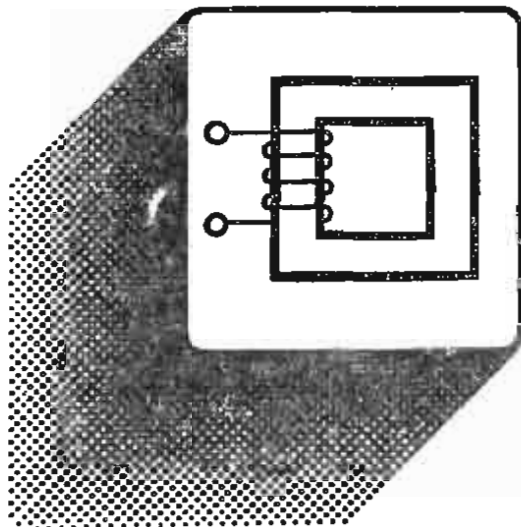


Рис. 6.10

Кривая тока i (рис. 6.10, б) находится в отрицательной области, так как происходит апериодическая разрядка конденсатора.

Так как ток $i = C du_C/dt$, то максимум кривой тока $i(t)$ и точка перегиба кривой напряжения $u_C(t)$ имеют место в один и тот же момент времени t_1 (рис. 6.10, а, б), а кривая $u_L(t)$ в этот момент времени меняет знак, что следует из соотношения $u_L = L \frac{di}{dt}$ (рис. 6.10, в). Время t_1 можно найти, приравняв нулю производную di/dt . Напряжение на индуктивном элементе возникает скачком, принимая в начальный момент ($t = 0$) значение $-U_0$, затем уменьшается по абсолютному значению, проходит через нуль при равенстве экспонент и, став положительным, возрастает до некоторого максимального значения, после которого, уменьшаясь, стремится к нулю.

Следует отметить, что, согласно (6.37), увеличение индуктивности L приводит к уменьшению абсолютных значений p_1 и p_2 и, как следствие, к замедлению возрастания тока i и спада напряжения на емкостном элементе u_C .



Раздел 2

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

Глава 7

ЦЕПИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТОДВИЖУЩИМИ СИЛАМИ

§ 7.1. Основные характеристики магнитного поля

Электрическое поле создается электрическими зарядами, а также изменяющимся магнитным полем. Магнитное же поле создается движущимися заряженными частицами или изменяющимся электрическим полем. Следовательно, электрическое и магнитное поля являются двумя сторонами единого электромагнитного поля. В частности, магнитным полем можно назвать одну из сторон электромагнитного поля, обусловленную движущимися заряженными частицами и изменением электрического поля и оказывающую силовое воздействие на движущиеся заряженные частицы или проводники с током. Кроме того, магнитное поле может оказывать индукционное воздействие на проводники, находящиеся в магнитном поле. Индукционное воздействие магнитного поля состоит в том, что в любом контуре, пересекаемом магнитным потоком, или в проводнике, движущемся в магнитном поле, индуцируется э. д. с. На использовании индукционного и силового воздействия магнитного поля основана работа различных электротехнических устройств. Например, на использовании индуцированных э. д. с. основан принцип работы генератора, трансформаторов, а на использовании силового воздействия магнитного поля основана работа электрических двигателей, электромагнитов, ряда электроизмерительных приборов и др.

Основной физической величиной, характеризующей силовое воздействие магнитного поля в каждой его точке как по значению, так и по направлению, является магнитная индукция B . Магнитная индукция — величина векторная, изображается вектором \mathbf{B} , имеющим направление, совпадающее с направлением касательной к силовой линии в любой точке поля, так как магнитное поле может быть изображено с помощью линий магнитной индукции, т. е. силовых линий. За положи-

тельное направление вектора магнитной индукции принимают направление, совпадающее с направлением от южного к северному концам свободно устанавливающейся магнитной стрелки, помещенной в данную точку магнитного поля. Для проводника с током положительное направление поля определяется по правилу правого винта (рис. 7.1, а), которое гласит: *если закручивать винт в сторону положительного направления тока, то направление вращения винта укажет положительное направление линий магнитной индукции*. На рис. 7.1, а показано нормальное сечение провода, в котором ток направлен от наблюдателя (показано крестиком). Если же ток в проводнике направлен в сторону наблюдателя, то на нормальном сечении провода ставится условная точка (рис. 7.1, б). Следует отметить, что независимо от формы контура электрического тока линии магнитной индукции, окружающие этот контур, всегда будут непрерывными, т. е. замкнутыми. В качестве примера можно привести поле катушки с током, линии магнитной индукции которой показаны на рис. 7.1, в. Линии магнитной индукции проводят таким образом, чтобы касательные к ним в каждой их точке совпадали по направлению с вектором \mathbf{B} , причем на этих линиях указывают стрелками их направление, которое в каждой точке линии совпадает с направлением вектора \mathbf{B} .

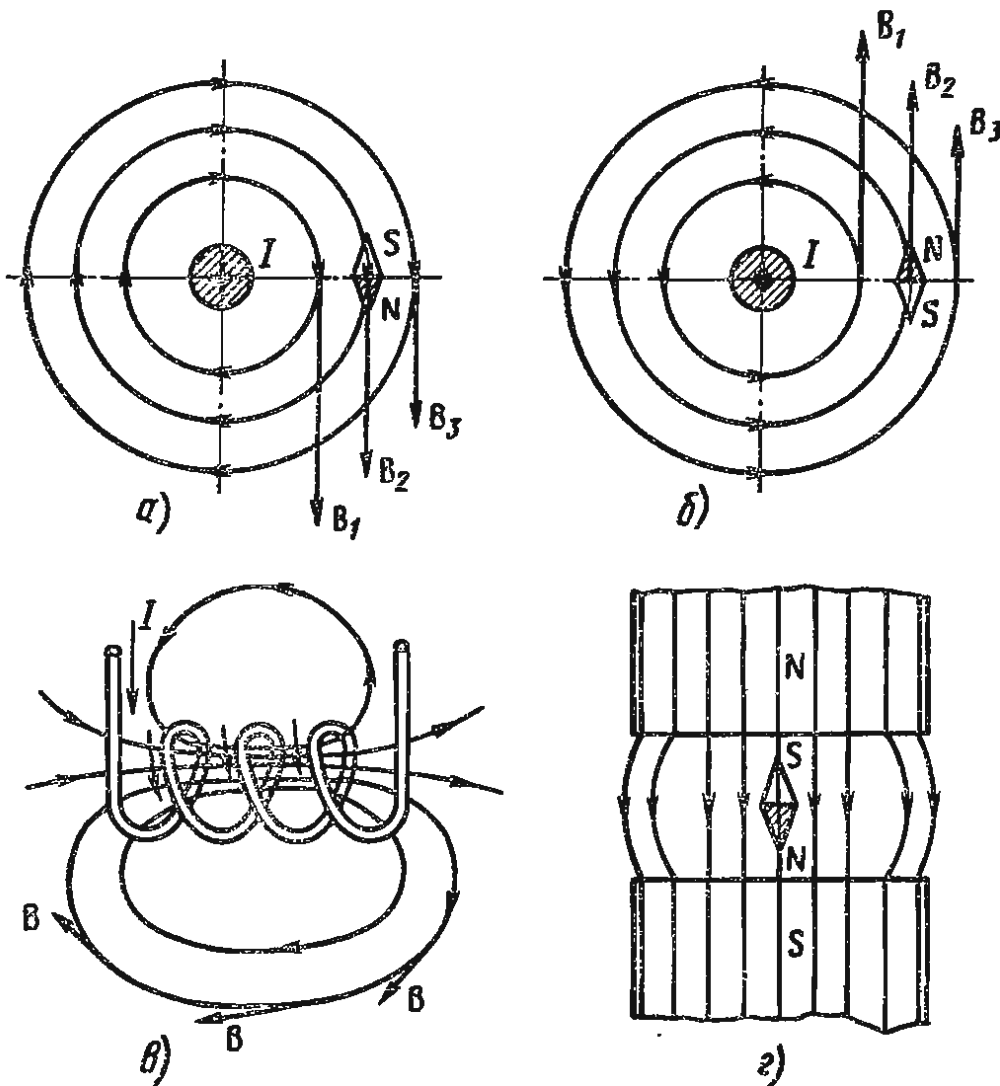


Рис. 7.1

Магнитное поле может быть однородным и неоднородным. Если векторы магнитной индукции \mathbf{B} в любой точке поля одинаковы и направлены в одну сторону, то поле *однородное*, если же векторы магнитной индукции в различных точках поля либо различны, либо направлены по-разному, то поле *неоднородное* (рис. 7.1, а–в). Примером однородного магнитного поля может служить поле между полюсами постоянного подковообразного магнита, правда, при некотором удалении от его краев (рис. 7.1, з).

Единицей магнитной индукции B является тесла (Тл) – магнитная индукция такого однородного магнитного поля, которое действует с силой в 1 Н на каждый метр прямолинейного проводника с током в 1 А, расположенного перпендикулярно направлению поля: $1 \text{ Тл} = 1 \text{ Н}/(\text{А} \cdot \text{м}) = 1 \text{ Дж}/(\text{А} \cdot \text{м}^2) = 1 \text{ В} \cdot \text{с}/\text{м}^2$.

Магнитная индукция зависит не только от тока, возбуждающего магнитное поле, но и от среды, в которой оно существует. Влияние среды на магнитное поле характеризуется *абсолютной магнитной проницаемостью среды* μ_a , в которой распространяется поле: $\mu_a = \mu \mu_0$, где μ – относительная магнитная проницаемость среды; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ – абсолютная магнитная проницаемость вакуума, называемая *магнитной постоянной*. Абсолютная магнитная проницаемость вакуума $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ и называется *магнитной постоянной*. Здесь Гн (генри) – единица индуктивности. Относительная магнитная проницаемость вещества показывает, как изменяется магнитный поток в данном веществе по сравнению с магнитным потоком в вакууме.

Вещества, у которых $\mu > 1$, называются *парамагнитными* (парамагнетиками), а у которых $\mu < 1$ – *диамагнитными* (диамагнетиками). Практически для диамагнетиков и парамагнетиков $\mu_a \approx \mu_0$ и $\mu = 1$. Эти вещества называют *неферромагнитными*. Однако имеются вещества, обладающие исключительно большой магнитной проницаемостью. К этим веществам относятся железо, никель, кобальт и гадолиний, а также их сплавы с различными присадками, оксиды железа и др. Эти вещества называются *ферромагнетиками*. Наряду с магнитной индукцией B существует и другая характеристика силового воздействия магнитного поля – напряженность магнитного поля H , которая зависит только от токов, возбуждающих магнитное поле, и не зависит от свойств среды. Между магнитной индукцией B и напряженностью поля H существует зависимость

$$\mathbf{B} = \mu_a \mathbf{H}. \quad (7.1)$$

Напряженность магнитного поля H является векторной величиной. Если определить напряженность во всех точках магнитного поля, то можно провести линии, обладающие тем свойством, что во всех точках этих линий направление касательных к ним совпадает с направлением вектора \mathbf{H} . Эти линии называют *линиями напряженности магнитного поля*. В средах, которые однородны по всем направлениям (изотропны), вектор напряженности \mathbf{H} совпадает по направлению в каждой точке поля с вектором магнитной индукции \mathbf{B} . Единицей напряженности магнитного поля в СИ является А/м, в системе СГС – эрстед: $1 \text{ Э} = 80 \text{ А/м}$.

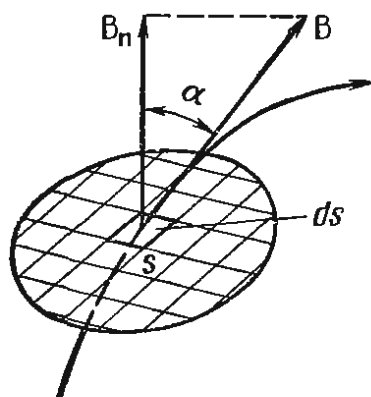


Рис. 7.2

Для общей характеристики магнитного поля служит поток вектора магнитной индукции через некоторую поверхность s (рис. 7.2), который называют также *магнитным потоком* и обозначают Φ . Поток вектора магнитной индукции через какую-либо замкнутую поверхность

$$\Phi = \int_s B_n ds = \int_s B \cos \alpha ds. \quad (7.2)$$

Единицей магнитного потока служит вебер: $1 \text{ Вб} = 1 \text{ Тл} \cdot 1 \text{ м}^2$.

§ 7.2. Закон полного тока

Напряженность магнитного поля может быть найдена расчетным путем из *закона полного тока*, согласно которому линейный интеграл напряженности магнитного поля вдоль замкнутого контура равен полному току, охватываемому этим контуром:

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum I, \quad (7.3)$$

где $d\mathbf{l}$ — вектор, равный по модулю элементу длины dl и направленный по касательной к контуру в сторону обхода контура; $\sum I$ — полный ток, т. е. алгебраическая сумма токов, пронизывающих поверхность, ограниченную контуром интегрирования. Выбрав произвольно положительное направление обхода контура, считают положительными те токи, направление которых совпадает с поступательным движением правоходового винта, вращающегося по направлению обхода контура, т. е. направление магнитного поля которых совпадает с направлением обхода контура. Например, для контура рис. 7.3 токи I_1 и I_2 положительны, а ток I_3 отрицателен.

Векторы \mathbf{H} и \mathbf{B} в изотропной среде направлены в одну сторону, в анизотропной среде их направления могут не совпадать. Так, в цепях с постоянными магнитами векторы \mathbf{B} и \mathbf{H} могут быть сдвинуты относительно друг друга на 180° . Однако на практике в большинстве случаев расчеты производят в предположении, что векторы \mathbf{B} и \mathbf{H} совпадают по направлению. Если интегрирование производится по контуру, состоящему из W витков, через которые проходит ток I , то закон полного тока имеет вид

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = IW = \sum I = F. \quad (7.4)$$

Интеграл напряженности магнитного поля вдоль рассматриваемого замкнутого контура называют *магнитодвижущей силой* (м. д. с.) этого контура. Магнитодвижущую силу обычно принято обозначать F . Единицей м. д. с. является ампер или ампер-виток. Магнитодвижущая сила — скалярная величина, которая характеризует намагничивающее действие электрического тока. Введя понятие м. д. с., закон полного тока можно сформулировать следующим образом: *м. д. с. вдоль замкнутого контура равна полному току, охватываемому этим контуром.*

При расчете напряженности магнитного поля согласно закону полного тока целесообразно замкнутый контур выбрать совпадающим с замкнутой линией магнитной индукции, а направление обхода контура — совпадающим с направлением этой линии. В этом случае угол между векторами \mathbf{H} и $d\mathbf{l}$ равен нулю, $\mathbf{H}d\mathbf{l} = H dl$ и закон полного тока имеет вид

$$\oint H dl = \sum I = F. \quad (7.5)$$

Понятие м. д. с. можно применить к любому участку ab линии напряженности магнитного поля. При этом м. д. с.

$$F_{ab} = \int_a^b H dl. \quad \text{Следовательно, напряжен-$$

ность магнитного поля $H = dF/dl$, т. е. численно равна м. д. с., приходящейся на единицу длины в направлении линии напряженности поля. Если магнитное поле существует в изотропной среде, то напряженность магнитного поля можно рассматривать как м. д. с., приходящуюся на единицу длины линии магнитной индукции. Когда физические условия вдоль всей рассматриваемой линии магнитной индукции одинаковы, тогда напряженность поля H вдоль этой линии равна частному от деления м. д. с. на длину линии магнитной индукции.

В большинстве электротехнических устройств напряженность магнитного поля вдоль линии магнитной индукции изменяется в зависимости от физических условий участков, через которые она проходит. Путь, в котором имеются ферромагнитные тела или какие-либо другие тела или среды, образующие замкнутую систему, в которой при наличии м. д. с. образуется и замыкается магнитный поток и физические условия на участках различны, делится на ряд участков, в пределах каждого из которых напряженность поля практически можно считать постоянной. Это позволяет в формуле закона полного тока заменить интегрирование суммированием. Далее будет показано, что закон полного тока, устанавливающий связь между магнитным полем и создающим его электрическим током, лежит в основе расчета магнитных цепей.

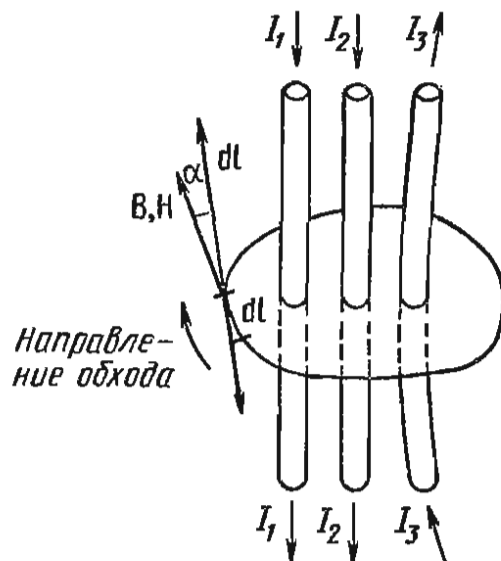


Рис. 7.3

§ 7.3. Основные характеристики ферромагнитных материалов

Особо важное значение в практической электротехнике имеют ферромагнитные материалы, в которых $\mu_a \gg \mu_0$. Магнитная проницаемость μ_a некоторых современных магнитных материалов, например пермаллоя (сплава железа и никеля с различными присадками), может превышать в сотни тысяч раз магнитную проницаемость μ_0 . В настоящее время

все бóльшую роль стали играть ферромагнитные полупроводники, называемые *ферритами*.

Ферромагнетики обладают особым свойством — способностью намагничиваться в магнитном поле. Стержень из ферромагнитного материала, например, помещенный в магнитное поле катушки, через которую протекает ток, намагничиваясь, начинает проявлять сильные магнитные свойства. Сущность происходящего процесса связана с электрическими токами в веществе (преимущественно с вращением электронов вокруг своей оси, получившей название *спина* электрона). У ферромагнетиков магнитные свойства обусловлены собственными (спиновыми) магнитными моментами электронов. При определенных условиях в кристаллах могут возникать обменные силы, в результате которых магнитные моменты электронов ориентируются параллельно друг другу, и возникают области *спонтанного* (самопроизвольного) намагничивания, называемые *доменами*. В пределах каждого из доменов ферромагнетик спонтанно намагничен до насыщения и имеет определенный магнитный момент. Направления магнитных моментов отдельных доменов (областей) различны, вследствие чего в отсутствие внешнего поля суммарный момент ферромагнетика равен нулю. Под действием внешнего поля намагниченные области ориентируются в направлении поля и тем самым во много раз усиливают внешнее поле. Когда все области спонтанного намагничивания сориентируются вдоль внешнего поля, наступает *насыщение* ферромагнетика. Поэтому значение магнитной проницаемости для ферромагнитных материалов значительно больше, чем для неферромагнитных. А следовательно, в ферромагнитных материалах при одной и той же напряженности магнитного поля магнитная индукция также во много раз больше, чем в неферромагнитных материалах. Большая магнитная проницаемость ферромагнетиков используется для того, чтобы усиливать магнитные поля в электрических машинах и аппаратах.

Если вектор магнитной индукции поля, созданного током катушки в неферромагнитной среде, $\mathbf{B}_1 = \mu_0 \mathbf{H}$, то в намагниченном ферромагнетике имеется добавочное поле, которое характеризуется магнитной индукцией \mathbf{B}_J . Это добавочное поле усиливает поле, создаваемое током катушки. Вектор намагниченности \mathbf{J} намагниченного ферромагнетика и вектор \mathbf{B}_J совпадают по направлению и связаны между собой зависимостью $\mathbf{B}_J = \mu_0 \mathbf{J}$.

Вектор магнитной индукции результирующего поля намагниченного ферромагнетика \mathbf{B} в этом случае равен геометрической сумме векторов \mathbf{B}_1 и \mathbf{B}_J :

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_J = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{J}). \quad (7.6)$$

Следует отметить, что намагниченность \mathbf{J} характеризует состояние ферромагнетика при намагничивании, магнитная же индукция \mathbf{B} — силовое воздействие магнитного поля на ток или свойство переменного магнитного поля возбуждать электрическое поле. Отношение магнитной индукции B к напряженности поля H , т. е. магнитная проницаемость μ_a , для ферромагнетиков имеет большое значение и непостоянна, что существенно затрудняет расчеты. Так как зависимость $B(H)$ для ферромагнетиков нельзя точно описать аналитически, то для каждого ферро-

магнитного материала эту зависимость устанавливают опытным путем, строя кривую намагничивания $B(H)$. Впервые закономерности намагничивания ферромагнетиков были исследованы русским физиком А. Г. Столетовым в 1871 г. Эти исследования послужили основой расчета магнитных цепей электрических машин и аппаратов, сыграли важную роль в развитии электротехники.

Если поместить ферромагнетик, не подвергавшийся воздействию магнитного поля, т. е. магнитный момент которого первоначально был равен нулю, в магнитное поле, то линия 0-1 на рис. 7.4 будет соответствовать кривой *первоначального намагничивания* $B(H)$. Если намагнитить ферромагнетик до насыщения (1 на рис. 7.4), а затем начать размагничивать его, т. е. уменьшать напряженность поля от H_s до 0, получим кривую, которая не совпадает с кривой первоначального намагничивания (1-2 на рис. 7.4), причем в отсутствие внешнего поля ($H = 0$) намагничивание ферромагнетика не исчезает и характеризуется некоторым значением B_r , получившим название *остаточной индукции*. Для полного размагничивания (3 на рис. 7.4) необходимо к ферромагнетiku приложить поле с напряженностью $-H_c$, имеющее направление, противоположное намагничивающему полю. Значение напряженности магнитного поля обратного знака, необходимое для полного размагничивания ферромагнетика, называется *коэрцитивной силой* H_c . Способность ферромагнетиков обладать остаточной индукцией дает возможность изготовлять постоянные магниты, свойства которых тем лучше, чем больше коэрцитивная сила ферромагнетика, из которого он выполнен.

Если периодически намагничивать ферромагнетик в прямом и обратном направлении (например, изменяя плавно значение и направление тока в обмотке кольцевого сердечника, изготовленного из ферромагнетика), то зависимость $B(H)$ имеет вид петли гистерезиса (рис. 7.4, кривая 1-2-3-4-5-1). Явление отставания изменений магнитной индукции B от изменения напряженности поля H называется *магнитным гистерезисом*. Если при периодическом намагничивании максимальные значения напряженности поля H_{\max} достигают насыщения H_s , то получается так называемая *максимальная, или предельная, петля гистерезиса* (сплошная петля на рис. 7.4). Если же при H_{\max} насыщение не достигается, т. е. $H_{\max} < H_s$, то получают петли, называемые *частными гистерезисными циклами* (пунктирные линии на рис. 7.4). Частных циклов может быть сколько угодно много, и все они будут находиться внутри предельной петли гистерезиса. Соединив вершины частных гистерезисных циклов, получают основную кривую намагничивания, которая практически совпадает с кривой первоначального намагничивания (кривая 0-1 на рис. 7.4). Следует отметить, что кривая первоначального намагни-

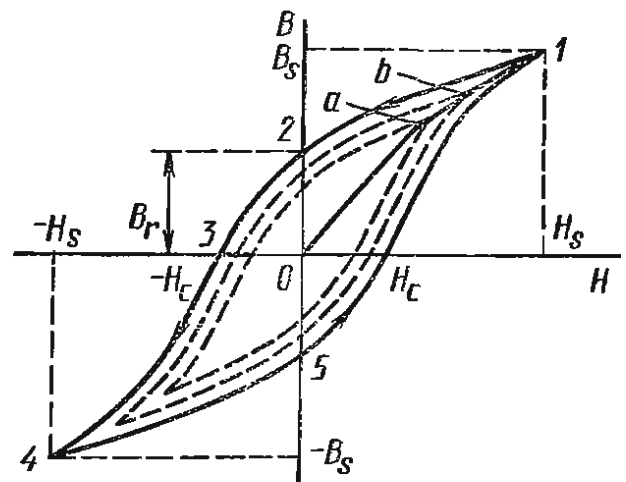


Рис. 7.4

чивания может быть разбита на три участка: участок Oa , на котором магнитная индукция возрастает пропорционально напряженности поля [$B(H)$ имеет прямолинейный характер], так как ферромагнитный материал не насыщен; участок ab , называемый *коленом кривой намагничивания*, который характеризуется все большим насыщением ферромагнитного материала, вследствие чего темп роста магнитной индукции уменьшается, а также уменьшается значение магнитной проницаемости μ_a , и участок $b1$, где зависимость $B(H)$ становится почти прямолинейной, имеющей небольшой угол наклона к оси абсцисс, — этот участок соответствует значительному насыщению ферромагнитного материала; следовательно, в этом случае увеличение напряженности поля приводит лишь к незначительным приращениям магнитной индукции.

Если магнитную индукцию выражать в $Tл = Вб/м^2 = В \cdot с/м^2$, а напряженность поля — в $A/м$, то площадь петли гистерезиса будет выражаться в $В \cdot А \cdot с/м^3 = Дж/м^3$. Следовательно, *площадь петли гистерезиса численно равна энергии, затрачиваемой за один цикл перемагничивания единицы объема ферромагнетика*. Величины B_r , H_c и μ_{max} являются основными характеристиками ферромагнитных материалов, в частности максимальная проницаемость μ_{max} характеризует ферромагнетик с точки зрения возможности его использования для усиления поля. Значения остаточной индукции B_r и коэрцитивной силы H_c , характеризующие важнейшие свойства ферромагнетика, определяются по предельной петле гистерезиса.

В зависимости от назначения к ферромагнитным материалам предъявляются различные требования. Необходимо, чтобы ферромагнитные материалы, работающие в переменном магнитном поле, имели малую коэрцитивную силу (и соответственно узкую петлю гистерезиса). Такие материалы называются *магнитомягкими*. Для магнитомягких материалов $H_c < 200$ А/м. Основными материалами этой группы являются электротехническая сталь, содержащая кремний, сплавы железо — никель типа пермаллоя и др. Магнитомягкие материалы применяют в качестве магнитопроводов в электрических машинах, трансформаторах и приборах, т. е. в качестве магнитных цепей, в которых создается магнитный поток. Использование магнитомягких материалов для электрических машин переменного тока и трансформаторов уменьшает потери мощности в ферромагнитных сердечниках, а применение магнитомягких материалов с малой B_r в электрических машинах постоянного тока позволяет в широких пределах изменять магнитный поток.

Магнитомягкие материалы с прямоугольной петлей гистерезиса, получаемой за счет специальной технологии обработки, обладают малым значением H_c и большой B_r , близкой к B_s . Эти материалы широко применяют в вычислительной технике и устройствах автоматики.

Для изготовления постоянных магнитов и подвижных систем в магнитных компасах требуется большая остаточная индукция и большая коэрцитивная сила (и соответственно широкая петля гистерезиса), которая затрудняет размагничивание. Такие материалы называются *магнитотвердыми*. У магнитотвердых материалов значения остаточной индукции и коэрцитивной силы лежат в пределах $B_r = 0,5 \div 1,3$ Вб/м²,

$H_c = 4000 \div 65000$ А/м. К магнитотвердым материалам относятся сплавы железа с алюминием, хромом и вольфрамом, содержащие различные присадки.

Деление ферромагнитных материалов на магнитотвердые и магнитомягкие условно, так как имеются материалы с характеристиками, отличными от указанных. Следует отметить, что с возрастанием температуры магнитная проницаемость ферромагнитных материалов уменьшается, причем для каждого материала существует критическая температура, при которой он теряет ферромагнитные свойства, превращаясь в парамагнетик. *Критическая температура T_c (точка Кюри)* для железа равна 768°C , для никеля 365°C , кобальта 1131°C . Ферромагнитные материалы при намагничивании изменяют размеры, вследствие чего они деформируются. Это явление называется *магнитострикцией*. Однако наряду со свойством изменять размеры при намагничивании ферромагнетики обладают также свойством намагничиваться при растяжении и сжатии. Следовательно, магнитострикционный эффект *обратим*.

§ 7.4. Понятия о магнитных цепях и их основные законы

В электротехнических устройствах, состоящих из магнитопроводов и обмоток, наносимых на них, для увеличения магнитного потока магнитопроводы изготавливают из ферромагнитных материалов. В зависимости от конструктивных особенностей и от требований, предъявляемых к различным электротехническим устройствам, магнитопроводы бывают разнообразной формы. Та часть электротехнического устройства, которая необходима для создания в нем магнитного поля необходимой интенсивности и конфигурации, называется *магнитной цепью*. Магнитная цепь состоит из магнитопровода и из элементов, возбуждающих магнитное поле, например обмоток с током, надеваемых на магнитопровод.

Таким образом, для сосредоточения магнитного потока в определенных частях электротехнических устройств служат ферромагнитные материалы, которые в совокупности с электромагнитами, воздушными зазорами и прокладками (неферромагнитными прослойками) составляют магнитную цепь.

Простейшей магнитной цепью является кольцевой магнитопровод из ферромагнитного материала с равномерно нанесенной на нем намагничивающей катушкой. Магнитные цепи в зависимости от конструктивных особенностей и технических данных могут быть различными как по размерам, так и по конфигурации. Кроме того, они могут быть с одним или несколькими элементами, возбуждающими магнитное поле, неразветвленными и разветвленными. Разветвленные магнитные цепи, в свою очередь, могут быть симметричными и несимметричными.

При расчете магнитных цепей в большинстве случаев определяют м. д. с. F , необходимую для создания на каком-либо участке магнитопровода заданного магнитного потока Φ (прямая задача), или по м. д. с. определяют потоки отдельных участков магнитной цепи (обратная задача). При этом для обеих задач должны быть известны

размеры участков и кривые намагничивания материалов магнитопровода. В магнитных цепях магнитные потоки возникают под действием м. д. с., т. е. возбуждаются чаще всего токами обмоток, нанесенных на магнитопроводы. Поэтому магнитный поток, возникающий под действием м. д. с. в магнитопроводе, аналогичен току в электрической цепи. Если, согласно закону полного тока, произведение NI рассматривать как м. д. с., необходимую для создания магнитного потока на участке магнитной цепи длиной l , то по аналогии с электрической цепью величину NI можно называть *магнитным напряжением*: $U_m = NI$.

Магнитные потоки, возникающие под действием м. д. с. обмотки, подразделяются на *основной поток* Φ и *поток рассеяния* Φ_σ (рис. 7.5). Основной магнитный поток замыкается целиком через магнитопровод. Магнитный поток рассеяния замыкается вокруг витков катушки частично по магнитопроводу, а частично через окружающую среду. При анализе и расчете магнитных цепей потоки рассеяния обычно учитывают только в специально оговариваемых случаях, так как в магнитных цепях, изготовляемых в основном из ферромагнитных материалов, магнитная проницаемость магнитопроводов резко отличается от магнитной проницаемости окружающей среды, поэтому потоками рассеяния в большинстве случаев можно пренебречь. Если магнитный поток рассеяния не учитывать, а основной магнитный поток замыкается только по сердечнику магнитопровода, то такая цепь может считаться *однородной*, т. е. векторы магнитной индукции в каждой точке поля одинаковы и имеют одно направление. Значит, значения Φ , B , H в однородных цепях по всей длине средней магнитной линии неизменны (средняя линия магнитной индукции показана на рис. 2.5 пунктиром). При анализе магнитных цепей обычно считают, что они однородны и что конфигурация линий магнитной индукции совпадает с конфигурацией магнитной цепи, т. е. не учитывают «выпучивания» линий магнитной индукции в воздушных зазорах, а также их искривления в узлах разветвления магнитных потоков и местах резких перегибов магнитной цепи.

В настоящей главе будут рассмотрены магнитные цепи, которые в основном изготовлены из ферромагнитных материалов, поэтому потоки рассеяния не будут учитываться. При такой постановке вопроса можно считать, что с каждым витком одной и той же катушки с током I сцеплен один и тот же поток Φ и что поток на каждом участке магнитной цепи остается одним и тем же по всей длине участка.

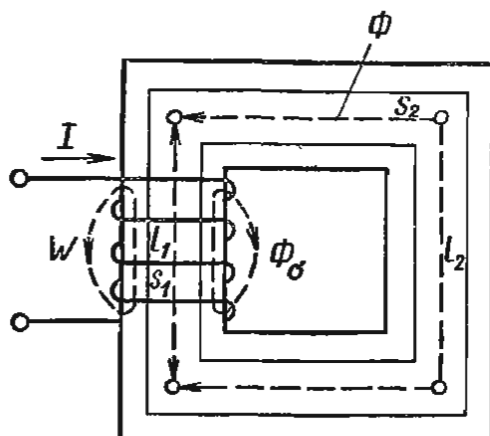


Рис. 7.5

Рассмотрим магнитную неразветвленную цепь (рис. 7.5) с участками l_1 и l_2 , выполненными из одного и того же ферромагнитного материала и имеющими соответственно площади поперечного сечения s_1 и s_2 . При этом считаем, что магнитная индукция во всех точках каждого из участков одинакова. На участке l_1 магнитной цепи индукция $B_1 = \Phi/s_1$, а на участке l_2 индукция $B_2 = \Phi/s_2$. Напряженности магнитного поля соответственно на этих участках равны

$$H_1 = B_1/(\mu_1\mu_0) = \Phi/(\mu_1\mu_0s_1); H_2 = B_2/(\mu_2\mu_0) = \Phi/(\mu_2\mu_0s_2).$$

Применяя закон полного тока к контуру, совпадающему со средней магнитной линией $l_{cp} = l_1 + l_2$, получим

$$F = H_1l_1 + H_2l_2 = IW, \quad (7.7)$$

где $F = IW$ — магнитодвижущая сила. Подставляя значения H_1 и H_2 в уравнение (7.7), имеем

$$F = IW = \Phi \frac{l_1}{\mu_1\mu_0s_1} + \Phi \frac{l_2}{\mu_2\mu_0s_2} = \Phi R_{M1} + \Phi R_{M2} = U_{M1} + U_{M2}, \quad (7.8)$$

где $R_{M1} = l_1/(\mu_1\mu_0s_1)$ и $R_{M2} = l_2/(\mu_2\mu_0s_2)$ — магнитные сопротивления участков магнитопровода; $U_{M1} = \Phi R_{M1}$ и $U_{M2} = \Phi R_{M2}$ — магнитные напряжения участков магнитопровода. Магнитное сопротивление в СИ имеет размерность

$$[R_M] = \frac{[IW]}{[\Phi]} = \frac{A}{B \cdot c} = \frac{1}{\text{Ом} \cdot c} = \frac{1}{\text{Гн}}.$$

Согласно (7.8), магнитный поток

$$\Phi = IW/(R_{M1} + R_{M2}). \quad (7.9)$$

Формула (7.9) выражает закон Ома для магнитной цепи, согласно которому магнитный поток равен м. д. с., деленной на магнитное сопротивление магнитопровода. Если на магнитопроводе размещено n катушек с различными числом витков и различными токами, то результирующая м. д. с. равна алгебраической сумме м. д. с. отдельных катушек: $F = \sum IW = \sum \Phi R_M$, откуда закон Ома для такой магнитной цепи

$$\Phi = F/\sum R_M = \sum IW/\sum R_M, \quad (7.10)$$

где $\sum R_M$ — магнитное сопротивление всей цепи.

При определении алгебраической суммы м. д. с. $\sum IW$ их связывают с направлением тока в обмотке, пользуясь правилом правоходового винта, согласно которому направление м. д. с. совпадает с поступательным движением винта, если последний вращать по направлению тока в витках обмотки. Следует иметь в виду, что магнитное сопротивление R_M магнитопровода не является величиной постоянной, так как магнитная проницаемость ферромагнетиков зависит от индукции, т. е. R_M является нелинейной функцией намагничивающего тока и магнитопровод есть нелинейный магнитный элемент $R_M(I)$. Магнитную проницаемость любого ферромагнетика для заданного значения H можно найти из кривой намагничивания $B(H)$, где $H = IW/l_{cp}$. Для рассмотренной магнитной цепи, представляющей собой неразветвленную (одно-контурную) магнитную цепь, поток Φ во всех участках цепи один и тот же.

Для разветвленной магнитной цепи могут быть получены зависимости, аналогичные законам Кирхгофа для электрической цепи, если заменить токи I на магнитные потоки Φ , э. д. с. E на м. д. с. F , электрические сопротивления r на магнитное сопротивление R_M . Однако следует иметь в виду, что внешняя аналогия между электрическими

и магнитными цепями не распространяется на суть физических процессов, протекающих в них. В самом деле, если в электрической цепи возможно существование э. д. с. без тока (т. е. при $r = \infty$), то в магнитной цепи при существовании м. д. с. обязательно имеется замкнутый магнитный поток, т. е. существование м. д. с. всегда связано с одновременным существованием магнитного потока. Если э. д. с. вызывает в проводниках направленное движение носителей электрических зарядов, то м. д. с. движения не вызывает. Если в электрической цепи при прохождении тока непрерывно затрачивается энергия в сопротивлении r и поэтому для поддержания тока необходим непрерывный подвод энергии, то в магнитной цепи раз созданный постоянный магнитный поток не требует в дальнейшем энергии для поддержания.

В разветвленной (многоконтурной) магнитной цепи магнитный поток будет разветвляться в узлах цепи. Например, на рис. 7.6 магнитная цепь имеет два узла и три ветви. Согласно принципу непрерывности магнитного потока, для любого узла магнитной цепи справедливо, что

$$\sum_{k=1}^n \Phi_k = 0. \quad (7.11)$$

Уравнение (7.11) есть первый закон Кирхгофа для магнитной цепи, который гласит: алгебраическая сумма магнитных потоков, приходящих к узлу магнитной цепи и отходящих от него, равна нулю. При составлении уравнения (7.11) магнитные потоки, направленные к узлу, берут со знаком плюс, а направленные от узла — со знаком минус (или наоборот). Уравнений по первому закону Кирхгофа при расчете магнитной цепи составляют на единицу меньше, чем число узлов y у магнитной цепи, т. е. $y - 1$.

Для каждого контура разветвленной магнитной цепи, согласно закону полного тока, можно записать уравнение

$$\sum_{k=1}^n F_k = \sum_{k=1}^n I_k W_k = \sum_{k=1}^n R_{mk} \Phi_k = \sum_{k=1}^n H_k l_k = \sum_{k=1}^n U_{mk}. \quad (7.12)$$

Это есть второй закон Кирхгофа для магнитных цепей: алгебраическая сумма м. д. с., действующих в замкнутом контуре магнитной цепи, равна алгебраической сумме магнитных напряжений отдельных участков этого контура. В уравнение (7.12) напряженности H включают со знаком плюс, если их положительные направления совпадают с

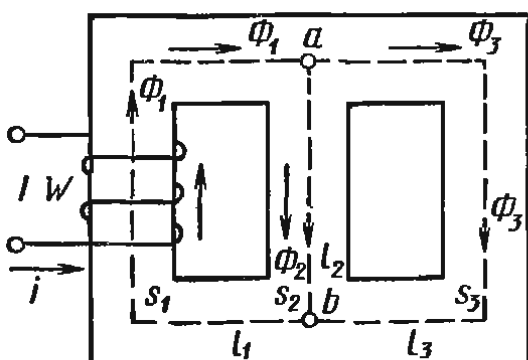


Рис. 7.6

произвольно выбранным направлением обхода контура. М. д. с. также берут со знаком плюс, если их положительные направления связаны с направлением обхода контура правилом правоугового винта. При анализе разветвленных магнитных цепей согласно второму закону Кирхгофа можно составить $n = v - y + 1$ уравнений, где v — число ветвей магнитной цепи; y — число узлов.

§ 8.1. Общие сведения о цепях
с переменной магнитодвижущей
силой и их особенности

Магнитные цепи с переменной м. д. с. широко применяют при создании разнообразной электрической аппаратуры и электрических машин переменного тока. Магнитные цепи, магнитное поле которых обычно возбуждается катушками с ферромагнитными сердечниками, питающимися от источников переменного тока, называются *магнитными цепями с переменными м. д. с.* Для усиления магнитного поля и придания ему требуемой конфигурации электрические машины и аппараты снабжают ферромагнитными сердечниками.

Одной из особенностей магнитных цепей с переменной м. д. с. является то, что токи в обмотках и магнитные потоки в сердечниках взаимосвязаны, т. е. магнитный поток зависит от токов в обмотках, а токи зависят от характера изменения магнитного потока. Эта взаимосвязь усложняет исследование магнитных цепей с переменной м. д. с.

Другой особенностью магнитных цепей с переменной м. д. с. является то, что наряду с активной мощностью, расходуемой в активном сопротивлении r катушки, эта мощность расходуется также на нагрев ферромагнитного сердечника, что обусловлено гистерезисом и вихревыми токами. Активную мощность, расходуемую на нагрев сердечника, часто называют *потерями мощности в стали* (P_s). Нагревание магнитопроводов ухудшает их энергетические показатели.

В ферромагнитном сердечнике под действием переменного магнитного потока, пронизывающего сердечник, возникают вихри тока, которые замыкаются в сердечнике. Такие токи называются также *токами Фуко* (рис. 8.1, а). Вихревые токи производят размагничивающее действие на магнитопровод, так как, согласно правилу Ленца, магнитное поле вихревых токов является размагничивающим по отношению к магнитному полю, их индуцирующему. Размагничивающее действие вихревых токов сильнее проявляется в середине сердечника и меньше на его поверхности, так как участки в середине сердечника охватываются большими вихревыми токами, чем участки, близкие к поверхности.

Так как размагничивающее действие вихревых токов уменьшается от центра сердечника к его поверхности, то происходит как бы вытеснение основного магнитного потока из середины сердечника к поверхности, т. е. создается *магнитный поверхностный эффект*. Иными словами,

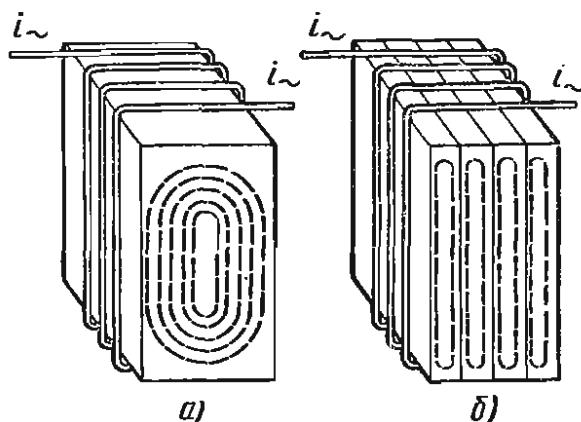


Рис. 8.1

вихревые токи экранируют внутренние участки магнитопровода от основного магнитного потока, создаваемого током катушки. Магнитный поверхностный эффект растет с повышением частоты переменного тока и особенно заметно начинает проявляться при частотах порядка тысяч герц и выше.

Для уменьшения потерь энергии от вихревых токов и снижения их экранирующего действия магнитопроводы изготавливают набранными в большинстве случаев из тонких листов стали, изолированных друг от друга лаком (рис. 8.1, б). В таком магнитопроводе вихревые токи уменьшаются, так как они замыкаются в тонких листах по узким вытянутым путям, что приводит к повышению электрического сопротивления. В пределах каждого листа (если его толщина мала) неравномерность распределения магнитного потока незначительна, так как экранирующее действие вихревых токов невелико. Экранирующее же действие вихревых токов уменьшается потому, что магнитопровод разделен на отдельные листы, находящиеся в одинаковых условиях. Следует отметить, что плоскость листов магнитопровода должна быть параллельна направлению магнитного потока для того, чтобы не увеличивалось магнитное сопротивление.

Для различных частот существуют свои оптимальные толщины листов. В частности, при промышленной частоте 50 Гц применяют листы толщиной 0,35–0,5 мм, при частоте 400 Гц — листы толщиной 0,1–0,35 мм, при частотах порядка тысяч герц — листы толщиной 0,02–0,05 мм, а при более высоких частотах толщина листов достигает до 0,005 мм.

Для частот до 30–50 МГц применяют сердечники, выполненные из магнитодиэлектриков и ферритов, которые обладают большим удельным электрическим сопротивлением. Магнитодиэлектрики состоят из спрессованных зерен ферромагнитного вещества, размер которых порядка нескольких микрометров, и связывающего их диэлектрика. Ферриты — магнитные материалы полупроводникового типа — изготавливаются из спрессованных порошков с последующим отжигом. Магнитные свойства ферриты сохраняют до температуры 70–120 °С. Для повышения удельного сопротивления электротехнической стали в нее добавляют до 4,8 мас. % Si.

Таким образом, при расчете любого электротехнического устройства, в котором содержится магнитная цепь с переменной м. д. с., необходимо учитывать явления, обусловленные гистерезисом и вихревыми токами.

Если пренебречь неравномерностью распределения магнитного потока в поперечном сечении листов магнитопровода, то мощность потерь от вихревых токов можно подсчитать по следующей формуле:

$$P_{\text{в}} = \sigma_{\text{в}} f^2 B_m^2 G,$$

где $\sigma_{\text{в}}$ — коэффициент вихревых токов, зависящий от сорта стали и толщины стальных листов; f — частота тока; B_m — амплитуда магнитной индукции; G — масса сердечника.

Мощность потерь от гистерезиса описывается эмпирической формулой

$$P_r = \sigma_r f B_m^n G,$$

где σ_r — гистерезисный коэффициент, зависящий от сорта стали и размеров стальных листов (определяется экспериментально); n — показатель амплитуды магнитной индукции ($n = 1,6$ при $B_m < 1$ Тл и $n = 2$ при $B_m = 1 \div 1,6$ Тл).

Для уменьшения потерь на гистерезис сердечники электротехнических устройств, работающих на переменном токе, изготавливают из магнитомягких ферромагнетиков с узкой петлей гистерезиса.

Рассмотрим электромагнитные процессы, наблюдаемые в магнитной цепи с переменной м. д. с. Пусть имеется индуктивная катушка с ферромагнитным сердечником (рис. 8.2, а), питающаяся от источника переменного тока. Переменная м. д. с. катушки iW возбуждает основной (рабочий) магнитный поток Φ , замыкающийся по сердечнику и сцепляющийся со всеми витками катушки, а также поток рассеяния Φ_σ , который частично проходит по сердечнику и замыкается в основном по воздуху, причем он может быть сцеплен лишь с частью витков катушки.

Рабочий магнитный поток, сцепляясь со всеми витками катушки W , создает рабочее потокосцепление $\psi = W\Phi$, а магнитный поток рассеяния — потокосцепление рассеяния ψ_σ . Рабочее потокосцепление индуцирует в катушке э. д. с. самоиндукции e , а потокосцепление рассеяния — э. д. с. самоиндукции e_σ , которые соответственно будут равны

$$e = -W \frac{d\Phi}{dt}; \quad (8.1)$$

$$e_\sigma = -\frac{d\psi_\sigma}{dt}. \quad (8.2)$$

Так как в воздухе не может быть гистерезиса и вихревых токов, а магнитная проницаемость воздуха μ_0 и его магнитное сопротивление R_{0M} постоянны, то потокосцепление рассеяния пропорционально току катушки ($\psi_\sigma = L_\sigma i$) и совпадает с ним по фазе. Следовательно, индуктивность рассеяния L_σ — величина постоянная, и зависимость потока рассеяния от тока катушки линейна.

Таким образом, уравнение (8.2) можно переписать в виде

$$e_\sigma = -L_\sigma \frac{di}{dt}. \quad (8.3)$$

Согласно второму закону Кирхгофа, уравнение, характеризующее электрическое состояние катушки с ферромагнитным сердечником

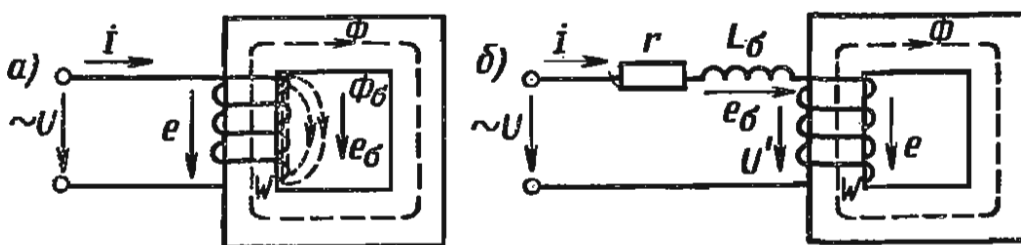


Рис. 8.2

(рис. 8.2), имеет вид

$$u = -e - e_{\sigma} + ri = -e + L_{\sigma} \frac{di}{dt} + ri. \quad (8.4)$$

Из (8.4) следует, что напряжение u , приложенное к входным зажимам катушки, уравнивает э. д. с. основного потока e и э. д. с. потока рассеяния e_{σ} , а также компенсирует падение напряжения в активном сопротивлении катушки r . При этом ток зависит не только от приложенного к катушке напряжения и от ее сопротивления r , как это имело место при питании катушки постоянным током, но также и от наводимых в ней э. д. с. e и e_{σ} .

Так как магнитное сопротивление прохождению основного магнитного потока для участков пути в ферромагнитном сердечнике катушки ничтожно мало по сравнению с магнитным сопротивлением прохождению потока рассеяния воздушных участков, то основной магнитный поток всегда несоизмеримо больше потока рассеяния и, следовательно, э. д. с. e всегда во много раз больше э. д. с. e_{σ} . Наряду с этим у катушек с ферромагнитным сердечником э. д. с. e значительно больше падения напряжения в активном сопротивлении (ir), поэтому следует, что на значение тока катушки наибольшее влияние оказывает э. д. с. e .

Согласно уравнению (8.4), катушку с ферромагнитным сердечником можно заменить двумя последовательно соединенными катушками (рис. 8.2, б), одна из которых имеет активное сопротивление r и индуктивность L_{σ} , а другая, состоящая из катушки с W числом витков и активным сопротивлением, равным нулю, расположена на ферромагнитном сердечнике. Последняя катушка называется *идеализированной с ферромагнитным сердечником*. У идеализированной катушки, магнитный поток которой замыкается только по ферромагнитному сердечнику и активное сопротивление равно нулю, напряжение на зажимах, согласно второму закону Кирхгофа, $u' = -e$.

Между магнитной индукцией B и напряженностью магнитного поля H в ферромагнитном сердечнике существует нелинейная зависимость, характеризующаяся динамической петлей гистерезиса. Следовательно, для катушки с ферромагнитным сердечником имеет место нелинейная зависимость между основным магнитным потоком, замыкающимся через сердечник, и током, т. е. катушку с ферромагнитным сердечником нельзя характеризовать постоянной индуктивностью L . Таким образом, в идеализированной катушке с ферромагнитным сердечником нет линейной зависимости между напряжением u' и током i . Поэтому при анализе приходится использовать непосредственно зависимость между э. д. с. и потокосцеплением. Для синусоидального магнитного потока $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$. Эта связь в идеализированной катушке имеет вид

$$e = -W \frac{d\Phi}{dt} = -W \frac{d(\Phi_m \sin \omega t)}{dt} = \omega W \Phi_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) = E_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right), \quad (8.5)$$

откуда действующее значение э. д. с.

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f W \Phi_m \approx 4,44 f W \Phi_m. \quad (8.6)$$

Из (8.5) следует, что э. д. с. e отстает по фазе от наводящего ее магнитного потока Φ на угол $\pi/2$. Уравнение (8.6) используют для определения э. д. с., наводимых в обмотках трансформаторов. Следует отметить, что в расчетных формулах переменного тока и на векторных диаграммах, как правило, рассматривают амплитудные значения магнитного потока Φ_m .

Понятие действующего значения $\Phi = \Phi_m/\sqrt{2}$ иногда применяют к синусоидальному магнитному потоку только формально.

§ 8.2. Идеализированная катушка с ферромагнитным сердечником в цепи синусоидального тока

В ферромагнитном сердечнике зависимость магнитного потока от тока катушки обычно представляют графически в виде петли гистерезиса или приближенно кривой намагничивания, т. е. нелинейной зависимостью.

Если идеализированная катушка с ферромагнитным сердечником включена на синусоидальное напряжение $u = u_m \sin \omega t$, то переменный ток, протекающий через нее, возбуждает в сердечнике переменный магнитный поток Φ . Магнитный поток, в свою очередь, индуцирует в обмотке э. д. с. $e = -W d\Phi/dt$, которая не пропорциональна изменению тока, так как индуктивность L катушки с ферромагнитным сердечником не постоянна. Согласно второму закону Кирхгофа, для идеализированной катушки с ферромагнитным сердечником $u = -e$, или

$$U_m \sin \omega t = W d\Phi/dt. \quad (8.7)$$

Из (8.7) находим характер изменения магнитного потока во времени в сердечнике $d\Phi = \frac{U_m}{W} \sin \omega t dt$, или

$$\Phi = \frac{U_m}{W} \int \sin \omega t dt = -\frac{U_m}{W\omega} \cos \omega t + K = \frac{U_m}{2\pi f W} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + K.$$

Постоянная интегрирования K , представляющая собой постоянную составляющую основного магнитного потока, равна нулю, так как при установившемся режиме магнитный поток создается синусоидальным напряжением катушки, которое в этом случае не имеет постоянной составляющей, а значит, не имеет постоянных составляющих ток i и м. д. с. iW . Следовательно, окончательно имеем

$$\Phi = \frac{U_m}{2\pi f W} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) = \Phi_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right), \quad (8.8)$$

где

$$\Phi_m = U_m/(2\pi f W) = U\sqrt{2}/(2\pi f W) = U/(4,44 f W). \quad (8.9)$$

Из уравнения (8.8) следует, что при синусоидальном напряжении на зажимах катушки с ферромагнитным сердечником основной (рабочий) магнитный поток в сердечнике изменяется во времени также синусоидаль-

но, причем максимальное значение магнитного потока, согласно (8.9), прямо пропорционально амплитуде напряжения U_m и обратно пропорционально ее частоте f .

Форма кривой тока идеализированной катушки. Если рабочий магнитный поток синусоидален, то изменение во времени тока катушки значительно отличается от синусоидального. Кривая тока может быть построена по заданным зависимостям магнитного потока $\Phi(t)$ и $\Phi(i)$, что изображается графически замкнутой динамической петлей, подобной петле гистерезиса $B(H)$, так как B и Φ , а также H и i пропорциональны соответственно друг другу.

Зависимость $\Phi(i)$ находят путем расчета магнитной цепи, используя при этом динамическую петлю гистерезиса $B(H)$, которая, в свою очередь, должна соответствовать заданной частоте f и иметь $B_m = \Phi_m/s$, где s — площадь поперечного сечения ферромагнитного сердечника. При построении синусоидальной зависимости $\Phi(t)$ необходимо использовать выражения (8.8) и (8.9).

На рис. 8.3 приведено построение кривой тока $i(t)$ по заданным кривым $\Phi(i)$ и $\Phi(t)$, а также даны графики зависимости $u(t)$ и $e(t)$. При построении кривой $i(t)$ определение ординат тока первой четверти периода производят по абсциссам восходящей ветви ab динамической петли $abcd$, а для второй четверти периода — по абсциссам нисходящей ветви bc . Так, для момента времени t' (точка 1) по кривой $\Phi(t)$ определяют значение магнитного потока Φ' (ордината 1-2), а затем для того же значения магнитного потока Φ' по кривой $\Phi(i)$ (ордината 3-4) находят значение тока i' (абсцисса 0-4); после этого найденное значение тока i' откладывают из точки 1 вверх и находят ординату (1-5) кривой тока $i(t)$. Прделав подобные построения для различных моментов времени, находят ряд точек, соединив которые между собой плавной кривой получают искомый график тока $i(t)$.

Построенная таким образом кривая тока для идеализированной катушки с ферромагнитным сердечником является несинусоидальной, симметричной относительно оси абсцисс, причем нулевая фаза тока i из-за влияния гистерезиса опережает нулевую фазу потока Φ ; максимальных значений ток и поток достигают в одно и то же время. Несинусоидальность формы кривой тока определяется нелинейной зависимостью магнитного потока от тока, причем отличие от синусоиды

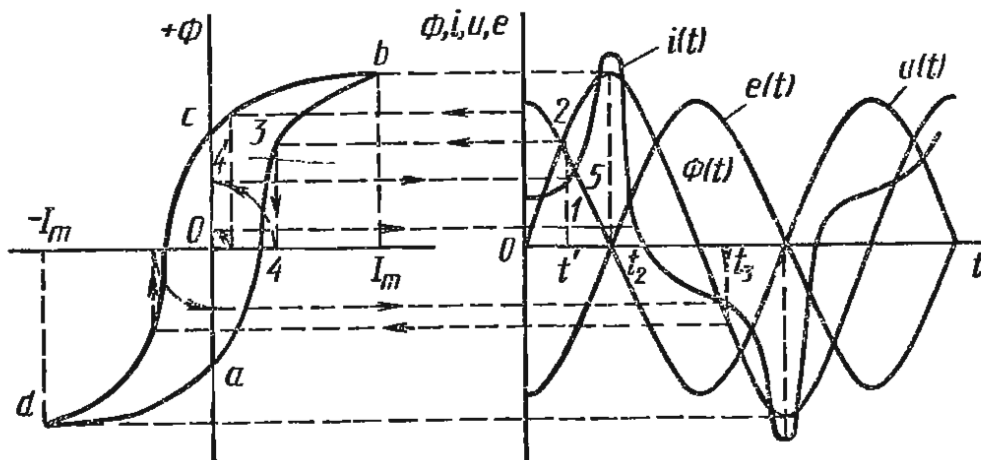


Рис. 8.3

будет тем больше, чем больше отклоняется от прямой форма динамической петли $abcd$. Кроме того, чем шире эта петля, тем больше сдвиг нулевых фаз тока и магнитного потока.

На рис. 8.4 представлена вольт-амперная характеристика (в. а. х.) $U_m(I_{\max})$ идеализированной катушки с ферромагнитным сердечником, показывающая связь максимальных значений тока и напряжения катушки. Видно, что при небольших значениях амплитуд напряжений, т. е. когда ферромагнитный сердечник намагничен не до насыщения, зависимость между током и напряжением близка к линейной (участок OA). С ростом амплитуды напряжения катушки и, следовательно, степени насыщения сердечника при максимальных магнитных потоках зависимость между током и напряжением резко отличается от линейной, а значит, и токи катушки все более отличаются от синусоидальных.

Из графиков рис. 8.3 видно, что при $\Phi = 0$ напряжение катушки u и ток катушки не равны нулю. Это говорит о том, что идеализированная катушка потребляет активную мощность, которая равна потерям мощности P_c в ее ферромагнитном сердечнике. Для упрощения анализа процессов, наблюдаемых в идеализированных катушках со стальным сердечником, часто пренебрегают потерями на гистерезис и вихревые токи, вследствие чего намагничивание и размагничивание ферромагнитного сердечника происходят по одному и тому же закону (рис. 8.5). В этом случае кривая тока симметрична относительно обеих осей координат и отсутствует сдвиг нулевых фаз тока i и магнитного потока Φ .

Следует отметить, что значительное влияние на амплитуду и форму кривой тока оказывает воздушный зазор в магнитной цепи, с увеличением которого форма кривой тока $i(t)$ приближается к синусоидальной, растет амплитуда тока и зависимости $\Phi(i)$ и $U_m(I_{\max})$ становятся близкими к линейным. Зависимость тока от воздушного зазора является одной из особенностей катушек с ферромагнитными сердечниками, когда катушки подключены к переменному напряжению.

Эквивалентный синусоидальный ток и векторная диаграмма идеализированной катушки. При анализе цепей, в которых имеются катушки с ферромагнитным сердечником, часто действительный несинусоидальный ток катушки заменяют эквивалентным синусоидальным током, так как при несинусоидальном токе весьма сложно проводить коли-

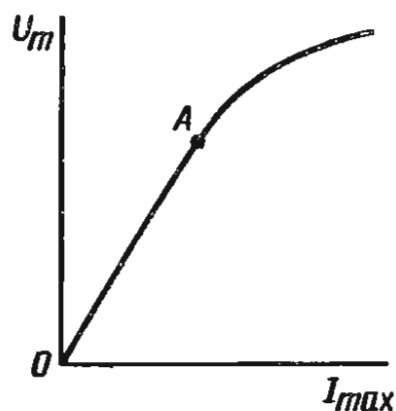


Рис. 8.4

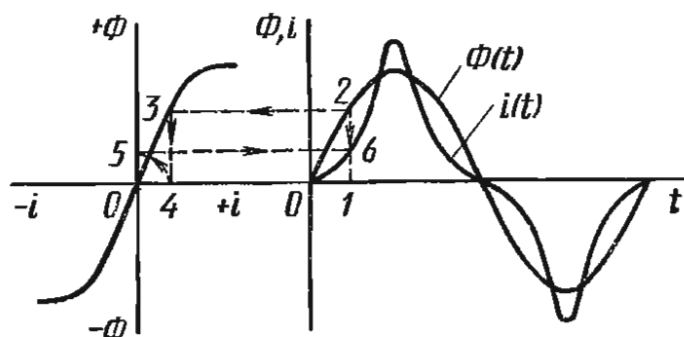


Рис. 8.5

чественный анализ процессов, наблюдаемых в электрических и магнитных цепях. Такая замена упрощает расчеты цепей, так как позволяет применять все методы расчета цепей синусоидального тока, а также строить для них векторные диаграммы. Условием эквивалентности несинусоидального тока синусоидальному являются равенство действующих значений этих токов и равенство потерь, вызываемых этими токами.

При замене несинусоидального действительного тока эквивалентным синусоидальным действующее значение последнего должно быть равно действующему значению действительного тока, определяемому по общей формуле

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}.$$

Так как идеализированная катушка потребляет из сети активную мощность, то эквивалентный синусоидальный ток должен быть сдвинут по фазе относительно напряжения сети на угол φ с таким расчетом, чтобы средняя мощность этой цепи за период T

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui dt$$

была равна активной мощности P_c , потребляемой идеализированной катушкой из сети:

$$P = P_c = UI \cos \varphi,$$

где I — действующее значение эквивалентного тока.

Вольт-амперные характеристики $U(I)$, показывающие связь между действующими значениями эквивалентного синусоидального тока и напряжением идеализированных катушек, аналогичны представленной на рис. 8.4. Эти в. а. х. нелинейны, т. е. напряжение U и ток I не пропорциональны друг другу; следовательно, полное электрическое сопротивление катушки $Z_0 = U/I$ не постоянно, а зависит от действующего значения напряжения U , что является характерной особенностью катушки с ферромагнитным сердечником.

Замена действительного несинусоидального тока эквивалентным синусоидальным позволяет построить векторную диаграмму идеализированной катушки с ферромагнитным сердечником (рис. 8.6, а). Так как ток и напряжение сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол φ , то при построении векторной диаграммы эквивалентный ток I разлагают на две составляющие: активный ток $I_a = I \cos \varphi = I \sin \alpha$, совпадающий по фазе с напряжением и обусловленный потерями мощности в ферромагнитном сердечнике от гистерезиса и вихревых токов, и реактивный ток $I_p = I \sin \varphi = I \cos \alpha$, возбуждающий основной магнитный поток Φ и совпадающий с ним по фазе.

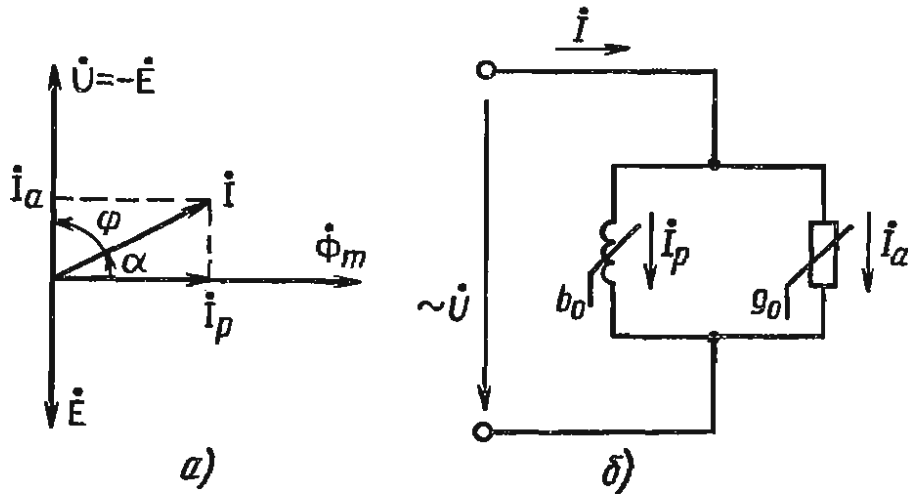


Рис. 8.6

Таким образом,

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2}. \quad (8.10)$$

При построении векторной диаграммы идеализированной катушки вначале откладывают вектор магнитного потока Φ_m . Согласно (8.5), э. д. с. E , индуцируемая в витках катушки основным магнитным потоком, отстает от него на угол $\pi/2$. Поэтому на векторной диаграмме вектор \dot{E} отстает по фазе от $\dot{\Phi}_m$ на угол $\pi/2$. Напряжение \dot{U} , приложенное к зажимам катушки, уравнивается э. д. с. \dot{E} , поэтому на векторной диаграмме вектор \dot{U} диаметрально противоположен вектору \dot{E} , т. е. вектор \dot{U} на векторной диаграмме опережает по фазе вектор \dot{E} на угол π , а вектор $\dot{\Phi}_m$ — на угол $\pi/2$. Построение вектора тока \dot{I} производится по его активной и реактивной составляющим.

Активная составляющая эквивалентного тока определяется по формуле

$$I_a = P_c / U. \quad (8.11)$$

Здесь P_c — активная мощность, потребляемая катушкой из сети. Эту мощность можно вычислить по формуле

$$P_c = P_{удс} G_c,$$

где $P_{удс}$ — удельные потери мощности на килограмм массы сердечника, которые приводятся в справочной литературе, Вт/кг; G — масса сердечника, кг.

Для вычисления реактивной составляющей эквивалентного тока можно воспользоваться формулой

$$I_p = Q / U = Q_{удс} G_c / U, \quad (8.12)$$

где Q — реактивная мощность намагничивания идеализированной катушки, т. е. мощность, необходимая для образования основного потока; $Q_{удс}$ — удельная реактивная мощность намагничивания, вар/кг, т. е. реактивная мощность, приходящаяся на килограмм массы сердечника.

На векторной диаграмме угол сдвига фаз между током и магнитным потоком, обусловленный потерями мощности в ферромагнитном сердечнике от гистерезиса и вихревых токов, называется углом потерь $\alpha = \pi/2 - \varphi$. Практически угол α составляет несколько градусов.

При исследовании магнитных цепей с ферромагнитными сердечниками удобно заменять их эквивалентными схемами без ферромагнитных сердечников с таким соединением ее элементов, чтобы при одинаковом напряжении на зажимах цепи и эквивалентной схемы они имели одинаковые значения токов и мощностей. В эквивалентной схеме потери в ферромагнитном сердечнике представляют потерями в эквивалентном активном сопротивлении, т. е., согласно схеме замещения индуктивной катушки, магнитное поле создается в неферромагнитной среде. На рис. 8.6, б представлена схема замещения идеализированной катушки. В этой схеме содержатся активная проводимость $g_0 = I_a/U$, учитывающая наличие активной составляющей тока, и реактивная проводимость $b_0 = I_p/U$, которая учитывает реактивную составляющую тока.

§ 8.3. Реальные индуктивные катушки

Если у рассмотренной идеализированной катушки активное сопротивление равно нулю и магнитный поток, созданный током катушки, полностью замыкается в ферромагнитном сердечнике, то реальная индуктивная катушка с ферромагнитным сердечником обладает активным сопротивлением и наряду с основным магнитным потоком Φ , замыкающимся в ферромагнитном сердечнике, имеет поток рассеяния Φ_σ , который замыкается частично или полностью через воздух.

Основной магнитный поток, замыкаясь через ферромагнитный сердечник, как уже отмечалось ранее, не будет прямо пропорционален току и обуславливает потери в ферромагнитном сердечнике, а также сдвинут по фазе относительно тока на угол потерь α . Магнитный поток рассеяния (так как он на значительной части своей длины расположен в воздухе) прямо пропорционален току и совпадает с ним по фазе.

Так как реальная индуктивная катушка с ферромагнитным сердечником обладает активным сопротивлением и имеет кроме основного (рабочего) потока магнитный поток рассеяния, то напряжение, приложенное к зажимам катушки, должно состоять из трех составляющих: одна из них уравнивает э. д. с. e , наводимую основным магнитным потоком ($u' = -e$); вторая уравнивает э. д. с. рассеяния ($u_0 = -e_\sigma = L_\sigma \frac{di}{dt}$); третья компенсирует падения напряжения в активном сопротивлении ($u_r = ir$). Уравнение электрического состояния (8.4) учитывает эти три составляющие:

$$u = -e - e_\sigma + ri.$$

Заменяя несинусоидальный ток катушки синусоидальным эквивалентным током, это уравнение можно записать для действующих значений в комплексной форме:

$$\dot{U} = -\dot{E} - \dot{E}_\sigma + r\dot{I} = -\dot{E} + jX_\sigma\dot{I} + r\dot{I}. \quad (8.13)$$

Здесь э. д. с. рассеяния \dot{E}_σ представлена как падение напряжения в индуктивном сопротивлении. Так как

$$e_{\sigma} = -L_{\sigma} \frac{di}{dt} = I_m \omega L_{\sigma} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right),$$

то комплекс действующего значения э. д. с. рассеяния

$$\dot{E}_{\sigma} = \dot{I} \omega L_{\sigma} e^{-j\pi/2}, \text{ или } \dot{E}_{\sigma} = -jI \omega L_{\sigma} = -jX_{\sigma} I.$$

Если векторную диаграмму, построенную для идеализированной катушки (рис. 8.6, а) дополнить в соответствии с уравнением (8.13) векторами падений напряжений $r\dot{I}$ и $jX_{\sigma}\dot{I}$, то получим векторную диаграмму реальной индуктивной катушки, представленную на рис. 8.7.

Построение векторной диаграммы реальной индуктивной катушки с ферромагнитным сердечником, как и векторной диаграммы идеализированной катушки, начинают с построения вектора магнитного потока Φ_m . Затем строят вектор \dot{E} , который отстает от вектора Φ_m на угол $\pi/2$, и вектор $\dot{U}' = -\dot{E}$. После этого производят построение вектора тока \dot{I} , согласно (8.10), путем суммирования его активной \dot{I}_a и реактивной \dot{I}_p составляющих. Построение вектора напряжения \dot{U} , приложенного к зажимам реальной индуктивной катушки, производится, согласно (8.13), путем суммирования трех составляющих напряжения, т. е. путем сложения векторов $\dot{U}'_1 = -\dot{E}$, $r\dot{I}$ и $jX_{\sigma}\dot{I}$.

Уравнениям (8.10) и (8.13) и векторной диаграмме должна соответствовать схема замещения, при построении которой уравнения можно рассматривать как первый и второй законы Кирхгофа для смешанного соединения, представленного на рис. 8.8, а. Через сопротивления r и X_{σ} проходит один и тот же ток I , поэтому они на схеме замещения соединены последовательно. Так как ток I состоит из двух составляющих I_a и I_p , то последовательно с сопротивлениями r и X_{σ} необходимо включить участок, состоящий из двух параллельных ветвей. Одна из них — ветвь намагничивающего тока I_p , обусловленного реактивной мощностью, необходимой для возбуждения основного магнитного потока, — обладает только реактивной проводимостью b_0 . Вторая ветвь, через которую проходит лишь ток I_a , обусловленный потерями мощности в ферромагнитном сердечнике, обладает только активной проводимостью g_0 . Итак, схема замещения реальной катушки с ферромагнит-

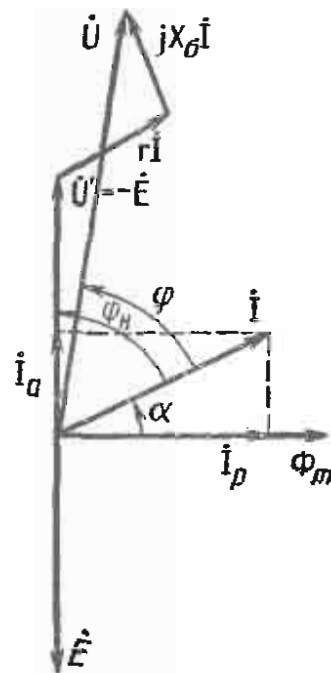


Рис. 8.7

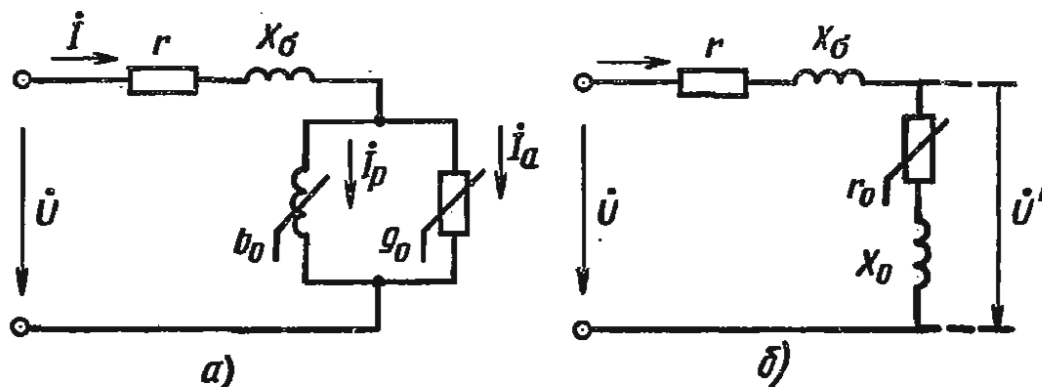


Рис. 8.8

ным сердечником состоит из двух участков: участка двух последовательно соединенных элементов с постоянными параметрами r и X_σ и разветвленного участка, соответствующего ферромагнитному сердечнику катушки, параметры элементов последнего участка b_0 и g_0 непостоянны. Разветвленный участок схемы замещения представляет собой схему замещения идеализированной катушки.

Разветвленный участок схемы замещения можно заменить неразветвленным участком с последовательным соединением эквивалентных сопротивлений r_0 и X_0 , где $r_0 = P_c/I^2$; $X_0 = \sqrt{Z_0^2 - r_0^2} = \sqrt{(U'/I)^2 - r_0^2}$, или $r_0 = g_0/(g_0^2 + b_0^2)$; $X_0 = b_0/(g_0^2 + b_0^2)$.

Следовательно, в соответствии с этой заменой для реальной индуктивной катушки с ферромагнитным сердечником схема замещения может быть изображена так, как это показано на рис. 8.8, б.

В соответствии с уравнением (8.13) и векторной диаграммой, изображенной на рис. 8.7, напряжение $\dot{U}' = -\dot{E}$ меньше напряжения \dot{U} , приложенного к зажимам катушки, на значение падения напряжения $r\dot{I}$ и $jX_\sigma\dot{I}$. В реальных индуктивных катушках с ферромагнитным сердечником напряжение \dot{U}' в десятки раз больше падения напряжения $r\dot{I}$ и $jX_\sigma\dot{I}$ и его можно считать практически почти равным напряжению \dot{U} , т. е. как это имеет место в идеализированной катушке.

Рассмотрим влияние на ток катушки размера воздушного зазора в ее ферромагнитном сердечнике для случая, когда $\dot{U} = \dot{E}$. При изменении воздушного зазора э. д. с. \dot{E} и магнитный поток $\dot{\Phi}_m$ можно считать постоянными, если $\dot{U} = \text{const}$.

Однако с увеличением воздушного зазора увеличивается и магнитное сопротивление, поэтому для поддержания $\dot{\Phi}_m = \text{const}$ требуется бóльшая м. д. с., а значит бóльший ток \dot{I} .

Если в реальной индуктивной катушке падения напряжения $r\dot{I}$ и $jX_\sigma\dot{I}$ имеют заметное значение, то \dot{E} и магнитный поток $\dot{\Phi}_m$ будут иметь несколько меньшие значения, вследствие чего ток \dot{I} возрастет в ней в меньшей степени, чем это имело бы место в идеализированной катушке. Когда для уменьшения тока катушки по техническим условиям можно уменьшить воздушный зазор в ее сердечнике, необходимо его уменьшить до возможно малой величины.

Ранее было установлено, что полное сопротивление катушки с ферромагнитным сердечником при переменном токе $Z_0 = U/I$ зависит от напряжения (или тока). Поэтому сопротивление катушки при $U = \text{const}$ будет зависеть только от тока. Следовательно, для регулирования сопротивления катушки необходимо изменять размер воздушного зазора в ее сердечнике, причем с ростом воздушного зазора сопротивление катушки при $U = \text{const}$ уменьшается.

Значительное влияние на линейность вольт-амперных характеристик, как и на значение тока, оказывает размер воздушного зазора в ферромагнитном сердечнике катушки. По мере увеличения воздушного зазора δ вольт-амперные характеристики все более приближаются к линейным. Длина линейного участка вольт-амперной характеристики в значительной степени зависит от соотношения магнитных напряжений на ферромагнитном участке $U_{\text{см}}$ и на воздушном зазоре $U_{\text{вм}}$ магнитопровода катушки, что следует из уравнения, записанного по закону

полного тока для действующих значений магнитных напряжений:

$$U_{\text{см}} + U_{\text{вм}} = WI. \quad (8.14)$$

На рис. 8.9 приведены вольт-амперные характеристики $U(I)$ при различных воздушных зазорах δ . Из рисунка видно, что увеличение воздушного зазора при $U = \text{const}$ вызывает рост тока I в катушке.

Следует отметить, что сопротивление $Z_0 = U/I$ при переменном токе, являясь величиной переменной, на линейном участке вольт-амперной характеристики будет оставаться неизменным. Расчет тока реальной индуктивной катушки с ферромагнитным сердечником выполняют методом последовательных приближений, так как прямой расчет невозможен из-за нелинейности вольт-амперной характеристики катушки. При расчете вначале задаются напряжением $U = U_1$. Это напряжение заведомо больше тех значений, которые будут получаться в результате последующего расчета. Затем определяют $B_m = \Phi_m/s = U_1/(4,44 f W s)$. Здесь s — площадь поперечного сечения сердечника магнитопровода. После этого по справочникам для магнитных материалов по полученному значению B_m находят удельные потери в стали $P_{\text{удс}}$ и удельную мощность намагничивания $Q_{\text{удс}}$. Зная массу ферромагнитного сердечника катушки G_c , находят $P_c = P_{\text{удс}} G_c$ и $Q = Q_{\text{удс}} G_c$, а также токи $I_a = P_c/U_1$; $I_p = Q/U_1$; $I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2}$ и угол потерь $\alpha = \text{arctg}(I_p/I_a)$.

По результатам строят векторную диаграмму рис. 8.7 и находят по ней $\dot{U}'_1 = \dot{U}' + r\dot{I} + jX_s\dot{I}$. Если значение напряжения \dot{U}'_1 на векторной диаграмме будет больше заданного в $k = U'_1/U_1$ раз, тогда уменьшают расчетное напряжение U в k раз и расчет производят вторично. Расчет продолжают до тех пор, пока напряжение U'_1 , получаемое из векторной диаграммы, не совпадет с достаточной степенью точности с заданным. Ток, полученный при последнем приближении, является искомым.

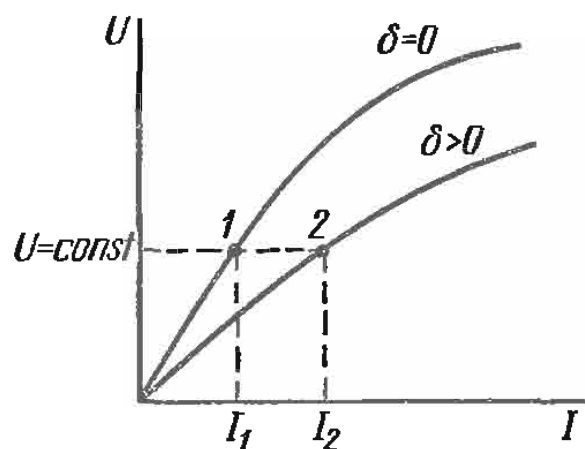


Рис. 8.9



Раздел 3

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ И ИЗМЕРЕНИЯ

Глава 9

ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

§ 9.1. Основные понятия и общие сведения из теории измерений

Показания (сигналы) электроизмерительных приборов используют для оценки работы различных электротехнических устройств и состояния электрооборудования, в частности состояния изоляции. Электроизмерительные приборы отличаются высокой чувствительностью, точностью измерений, надежностью и простотой исполнения.

Наряду с измерением электрических величин — тока, напряжения, мощности электрической энергии, магнитного потока, емкости, частоты и т. д. — с их помощью можно измерять и неэлектрические величины.

Показания электроизмерительных приборов можно передавать на дальние расстояния (телеизмерение), они могут использоваться для непосредственного воздействия на производственные процессы (автоматическое регулирование); с их помощью регистрируют ход контролируемых процессов, например путем записи на ленте и т. д.

Применение полупроводниковой техники существенно расширило область применения электроизмерительных приборов.

Измерить какую-либо физическую величину — это значит найти ее значение опытным путем с помощью специальных технических средств.

Для различных измеряемых электрических величин существуют свои *средства измерений*, так называемые *меры*. Например, мерами э. д. с. служат нормальные элементы, мерами электрического сопротивления — измерительные резисторы, мерами индуктивности — измерительные катушки индуктивности, мерами электрической емкости — конденсаторы постоянной емкости и т. д.

На практике для измерения различных физических величин применяют различные методы измерения. Все измерения в зависимости от способа получения результата делятся на прямые и косвенные. При

прямом измерении значение величины получают непосредственно из опытных данных. При косвенном измерении искомое значение величины находят путем подсчета с использованием известной зависимости между этой величиной и величинами, получаемыми на основании прямых измерений. Так, определить сопротивление участка цепи можно путем измерения протекающего по нему тока и приложенного напряжения с последующим подсчетом этого сопротивления из закона Ома. Наибольшее распространение в электроизмерительной технике получили методы прямого измерения, так как они обычно проще и требуют меньших затрат времени.

В электроизмерительной технике используют также *метод сравнения*, в основе которого лежит сравнение измеряемой величины с воспроизводимой мерой. Метод сравнения может быть компенсационным и мостовым. Примером применения *компенсационного метода* служит измерение напряжения путем сравнения его значения со значением э. д. с. нормального элемента. Примером *мостового метода* является измерение сопротивления с помощью четырехплечной мостовой схемы. Измерения компенсационным и мостовым методами очень точные, но для их проведения требуется сложная измерительная техника.

При любом измерении неизбежны *погрешности*, т. е. отклонения результата измерения от истинного значения измеряемой величины, которые обуславливаются, с одной стороны, непостоянством параметров элементов измерительного прибора, несовершенством измерительного механизма (например, наличием трения и т. д.), влиянием внешних факторов (наличием магнитных и электрических полей), изменением температуры окружающей среды и т. д., а с другой стороны, несовершенством органов чувств человека и другими случайными факторами. Разность между показанием прибора A_n и действительным значением измеряемой величины A_d , выраженная в единицах измеряемой величины, называется *абсолютной погрешностью* измерения:

$$\Delta A = A_n - A_d. \quad (9.1)$$

Величина, обратная по знаку абсолютной погрешности, носит название *поправки*:

$$\Delta P = -\Delta A = A_d - A_n. \quad (9.2)$$

Для получения истинного значения измеряемой величины необходимо к измеренному значению величины прибавить поправку:

$$A_d = A_n + \Delta A. \quad (9.3)$$

Для оценки точности произведенного измерения служит *относительная погрешность* δ , которая представляет собой отношение абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины, выраженное обычно в процентах:

$$\delta = (\Delta A / A_d) \cdot 100 = \frac{A_n - A_d}{A_d} 100. \quad (9.4)$$

Следует отметить, что по относительным погрешностям оценивать точность, например, стрелочных измерительных приборов весьма неудобно.

но, так как для них абсолютная погрешность вдоль всей шкалы практически постоянна, поэтому с уменьшением значения измеряемой величины растет относительная погрешность (9.4). Рекомендуется при работе со стрелочными приборами выбирать пределы измерения величины так, чтобы не пользоваться начальной частью шкалы прибора, т. е. отсчитывать показания по шкале ближе к ее концу.

Точности измерительных приборов оценивают по приведенным погрешностям, т. е. по выраженному в процентах отношению абсолютной погрешности к нормирующему значению A_n :

$$\gamma = (\Delta A / A_n) \cdot 100 = \frac{A_n - A_d}{A_n} \cdot 100. \quad (9.5)$$

Нормирующим значением измерительного прибора называется условно принятое значение измеряемой величины, могущее быть равным верхнему пределу измерений, диапазону измерений, длине шкалы и др.

Погрешности приборов подразделяют на основную, присущую прибору при нормальных условиях применения вследствие несовершенства его конструкции и выполнения, и дополнительную, обусловленную влиянием на показания прибора различных внешних факторов.

Нормальными рабочими условиями считают температуру окружающей среды $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$ при относительной влажности $(65 \pm 15)\%$, атмосферном давлении (750 ± 30) мм рт. ст., в отсутствие внешних магнитных полей, при нормальном рабочем положении прибора и т. д. В условиях эксплуатации, отличных от нормальных, в электроизмерительных приборах возникают дополнительные погрешности, которые представляют собой изменение действительного значения меры (или показания прибора), возникающее при отклонении одного из внешних факторов за пределы, установленные для нормальных условий.

Допустимое значение основной погрешности электроизмерительного прибора служит основанием для определения его класса точности. Так, электроизмерительные приборы по степени точности подразделяются на восемь классов: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0, причем цифра, обозначающая класс точности, указывает на наибольшее допустимое значение основной погрешности прибора (в процентах). Класс точности указывается на шкале каждого измерительного прибора и представляет собой цифру, обведенную кружком.

Шкалу прибора разбивают на деления. Цена деления (или постоянная прибора) есть разность значений величины, которая соответствует двум соседним отметкам шкалы. Определение цены деления, например, вольтметра и амперметра производят следующим образом: $C_U = U_n / N$ — число вольт, приходящееся на одно деление шкалы; $C_I = I_n / N$ — число ампер, приходящееся на одно деление шкалы; N — число делений шкалы соответствующего прибора.

Важной характеристикой прибора является чувствительность S , которую, например, для вольтметра S_U и амперметра S_I определяют следующим образом: $S_U = N / U_n$ — число делений шкалы, приходящееся на 1 В; $S_I = N / I_n$ — число делений шкалы, приходящееся на 1 А.

§ 9.2. Классификация электроизмерительных приборов и технические требования, предъявляемые к ним













Электроизмерительные приборы классифицируют по различным признакам.

По роду измеряемой величины электроизмерительные приборы подразделяют на амперметры, вольтметры, ваттметры, счетчики электрической энергии, фазометры, частотомеры, омметры и т. д. Условное обозначение прибора по роду измеряемой величины (табл. 9.1) наносится на лицевую сторону прибора.

Таблица 9.1

Наименование прибора	Условное обозначение
Амперметр	A
Вольтметр	V
Вольтамперметр	VA
Ваттметр	W
Варметр	var
Микроамперметр	μ A
Миллиамперметр	mA
Милливольтметр	mV
Омметр	Ω
Мегаомметр	M Ω
Частотомер	Hz
Волномер	λ
Фазометр:	
измеряющий сдвиг фаз	φ
измеряющий коэффициент мощности	cos φ
Счетчик ампер-часов	Ah
Счетчик ватт-часов	Wh
Счетчик вольт-ампер-часов реактивный	varh
Вольтметр с цифровым отсчетом	
Вольтметр с непрерывной регистрацией	
Амперметр, подвижная часть которого отклоняется в обе стороны от нулевой отметки	
Гальванометр	
Осциллограф	

На шкалах электроизмерительных приборов указывают также условные обозначения, отражающие род измеряемого тока, класс точности прибора, испытательного напряжения изоляции, рабочего положения прибора и т. д. (табл. 9.2).

Значение условного обозначения	Условное обозначение
Прибор постоянного тока Прибор постоянного и переменного тока	
Прибор переменного тока	
Прибор трехфазного тока	
Рабочее положение шкалы горизонтальное	
Рабочее положение шкалы вертикальное	
Рабочее положение шкалы наклонное, под углом 60° к горизонту	
Прибор класса точности 0,5	0,5
Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением 3 кВ	
Прибор испытанию прочности изоляции не подлежит	
Осторожно! Прочность изоляции измерительной цепи по отношению к корпусу не соответствует нормам (знак выполняется красным цветом)	
Защита от внешних магнитных полей 3 мТл	
Защита от внешних электрических полей 10 кВ/м	
Направление ориентировки прибора в магнитном поле Земли	

Измерительные приборы бывают аналоговыми и цифровыми. *Аналоговыми* называют измерительные приборы, показания которых являются непрерывной функцией измеряемой величины. *Цифровыми* называют измерительные приборы, показания которых выражены в цифровой форме.

В зависимости от вида получаемой измерительной информации измерительные приборы подразделяют на показывающие, регистрирующие, самопишущие, печатающие, интегрирующие, суммирующие. Условное обозначение системы прибора указано в табл. 9.3.

Наибольшее распространение в электротехнической практике получили *показывающие приборы*, т. е. приборы непосредственной оценки, или прямого отсчета. Приборы этого типа независимо от принципа действия и назначения состоят из двух основных частей: измерительной цепи и измерительного механизма. Простейшая измерительная цепь, например,

вольтметра представляет собой индуктивную катушку с последовательно подсоединенным добавочным сопротивлением. При постоянном сопротивлении такой цепи через катушку проходит ток, пропорциональный измеряемому напряжению.

Таблица 9.3

Система прибора	Условное обозначение	Система прибора	Условное обозначение
Магнитоэлектрическая: с подвижной рамкой и механической противодействующей силой		Без механической противодействующей силы (логометр)	
с подвижными рамками, без механической противодействующей силы (логометр)		Электростатическая	
Электромагнитная: с механической противодействующей силой		Тепловая	
без механической противодействующей силы (логометр)		Вибрационная	
Электродинамическая (без экрана): с механической противодействующей силой		Термоэлектрическая: с контактным термопреобразователем	
без механической противодействующей силы (логометр)		с изолированным термопреобразователем	
Ферродинамическая: с механической противодействующей силой		Выпрямительная	
без механической противодействующей силы (логометр)		Электронная (ламповая)	
Индукционная с механической противодействующей силой		Фотоэлектрическая	

В простейшем амперметре измерительная цепь состоит из измерительной катушки, последовательно подключенной к электрической сети, в которой необходимо измерить ток.

Измерительный механизм предназначен для преобразования подводимой к нему электрической энергии в механическую энергию перемещения подвижной части прибора и связанной с ней стрелкой или

другим указательным устройством, каждому положению которого соответствует определенное значение измеряемой величины. Одинаковый по конструкции измерительный механизм в сочетании с различными измерительными цепями можно применять для измерения различных электрических величин.

Перемещение подвижной части измерительного прибора происходит за счет взаимодействия магнитных или электрических полей в электроизмерительном приборе, в результате которого возникает вращающий момент $M_{вр}$, пропорциональный значению измеряемой величины. Под действием $M_{вр}$ подвижная часть измерительного механизма повернется до упора, если этому не будет препятствовать противодействующий момент $M_{пр}$. Установившееся отклонение подвижной части измерительного механизма наступает при равенстве вращающего и противодействующего моментов: $M_{вр} = M_{пр}$.

Для создания противодействующего момента в современном электроприборостроении используются механические и электромагнитные силы. Приборы с электромагнитным противодействующим моментом называются логометрами. Для создания механического противодействующего момента широко используют спиральные пружины из фосфорной бронзы (рис. 9.1, а). В более чувствительных приборах, например гальванометрах, иногда применяют подвесы или растяжки. Подвес обычно представляет собой упругую металлическую ленту 1, на которой свободно подвешена подвижная система прибора 2 (рис. 9.1, б). Растяжки 1 выполняют так же, как и подвесы, но в приборе их две и они имеют предварительное натяжение (рис. 9.1, в).

Для точной установки стрелки 2 прибора (рис. 9.1, а) на нулевое деление служит специальное корректирующее устройство, позволяющее с помощью специального винта 5 смещать поводок 1, в котором закреплен неподвижный конец противодействующей пружины 4. Подвижная часть прибора не должна изменять положения под действием сил тяжести. Уравновешивание подвижной системы прибора достигается путем ее балансировки с помощью грузиков 3, которые устанавливаются на тонких нарезных стержнях с противоположной стороны стрелки.

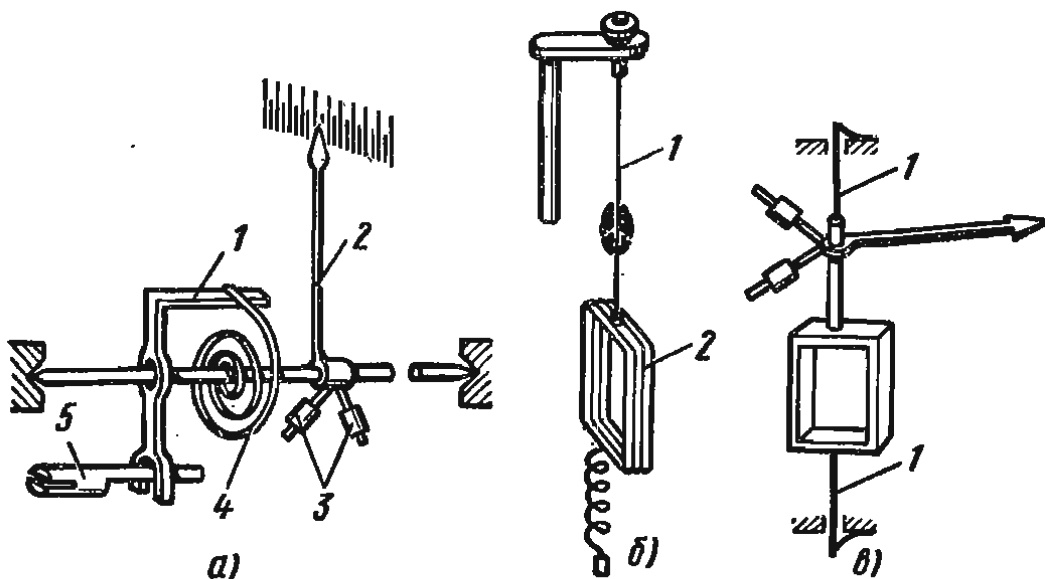


Рис. 9.1

Для того чтобы при внезапном изменении значения измеряемой величины, когда нарушается равновесие моментов, стрелка прибора быстро (без колебаний) занимала новое положение, показывающие приборы снабжают *успокоителями* (*демпферами*). Момент успокоения, или демпфирующий момент, пропорционален скорости движения подвижной части прибора:

$$M_{\text{усп}} = P d\alpha/dt, \quad (9.6)$$

где α — угол поворота измерительного механизма; P — коэффициент успокоения. Назначение успокоителей состоит в том, чтобы поглощать кинетическую энергию подвижной части измерительного механизма. При хорошем успокоительном воздействии демпфера подвижная часть прибора должна принимать новое положение равновесия после небольшого колебания, причем для большинства стрелочных приборов время успокоения не должно превышать 4 с. За время успокоения принимают промежуток времени от момента включения прибора до момента, когда стрелка прибора отклоняется от положения равновесия не более чем на 1% всей шкалы.

Наибольшее распространение получили воздушные и магнитоиндукционные успокоители. В *воздушном успокоителе* (рис. 9.2, а) демпфирующий момент создается за счет торможения легкого поршенька 2, жестко связанного с подвижной частью прибора и двигающегося внутри закрытой камеры 1.

В магнитоиндукционных успокоителях (рис. 9.2, б) демпфирующий момент создается силами взаимодействия между полем постоянного магнита 1 и вихревыми токами, наводимыми этим полем в металлическом диске 2 при его движении. Очевидно, что принцип действия этого успокоителя основан на законе Ленца.

К электроизмерительным приборам предъявляются следующие основные требования:

1) погрешность прибора не должна превышать указанного на лицевой стороне предела (класса точности) и не должна изменяться с течением времени;

2) шкала прибора должна быть проградуирована в единицах СИ;

3) прибор должен быть снабжен успокоительной системой;

4) магнитные и электрические поля, температура окружающей среды не должны оказывать заметного влияния на показания прибора;

5) прибор должен потреблять минимальное количество энергии и должен выдерживать установленную соответствующим ГОСТом перегрузку.

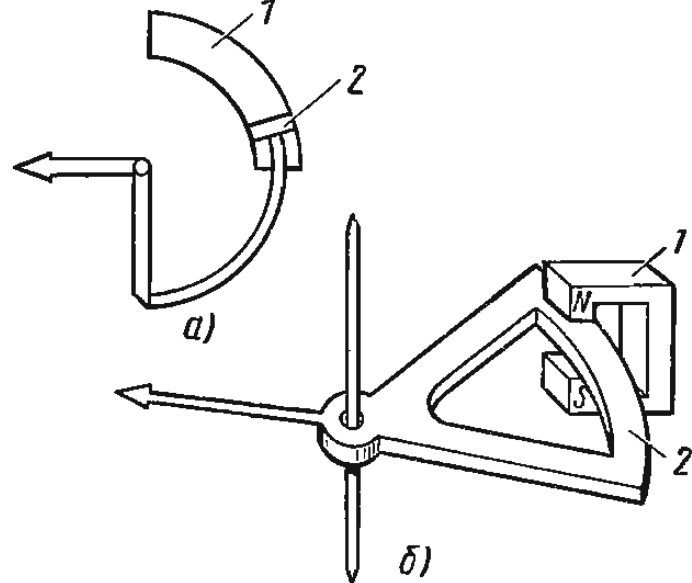


Рис. 9.2

§ 9.3. Приборы магнитоэлектрической системы

Принцип действия приборов магнитоэлектрической системы основан на воздействии магнитного поля постоянного магнита на подвижную катушку с током, помещенную в это поле. Устройство прибора такой системы с механической противодействующей силой показано на рис. 9.3. Прибор состоит из неподвижной части, представляющей собой подковообразный магнит 3 с полюсными наконечниками, которые выполнены из магнитомягкой стали и имеют цилиндрическую расточку. В пространстве между полюсными наконечниками неподвижно закреплен стальной цилиндрический сердечник 2, который необходим для создания в воздушном зазоре 1 между полюсными наконечниками и сердечником равномерного радиально направленного поля. В воздушном зазоре расположена подвижная катушка 4, выполненная из тонкого изолированного провода, намотанного на алюминиевый каркас прямоугольной формы (или без каркаса). Концы обмотки соединены со спиральными пружинами 5 (растяжками или подвесом), изолированно закрепленными на стальных полуосях 00_1 рамки. С другой стороны, пружины своими свободными концами соединены с двумя неподвижными проводами, подводящими ток к катушке, т. е. пружины являются токоведущими частями прибора. Пружины изготовляют из фосфористой бронзы. Их основное назначение — создание противодействующего момента в приборе и возвращение подвижной системы в первоначальное (нулевое) положение, когда прибор отключен от сети.

Вращающий момент подвижной системы прибора создается в результате взаимодействия подвижной катушки с током и магнитного поля в воздушном зазоре магнита и пропорционален электромагнитной силе $F = wBI$, действующей на подвижную катушку:

$$M_{вр} = Fb = wBIb = wBSI, \quad (9.7)$$

где l , b , S — соответственно длина, ширина и площадь катушки; B — магнитная индукция в воздушном зазоре; w — число витков катушки. Под действием вращающего момента $M_{вр}$ катушка прибора поворачивается и стрелка отклоняется до тех пор, пока вращающий момент не станет равным противодействующему моменту:

$$M_{вр} = K\alpha, \quad (9.8)$$

где K — коэффициент пропорциональности, зависящий от жесткости пружин; α — угол закручивания пружин.

Из условия равенства вращающего и противодействующего мо-

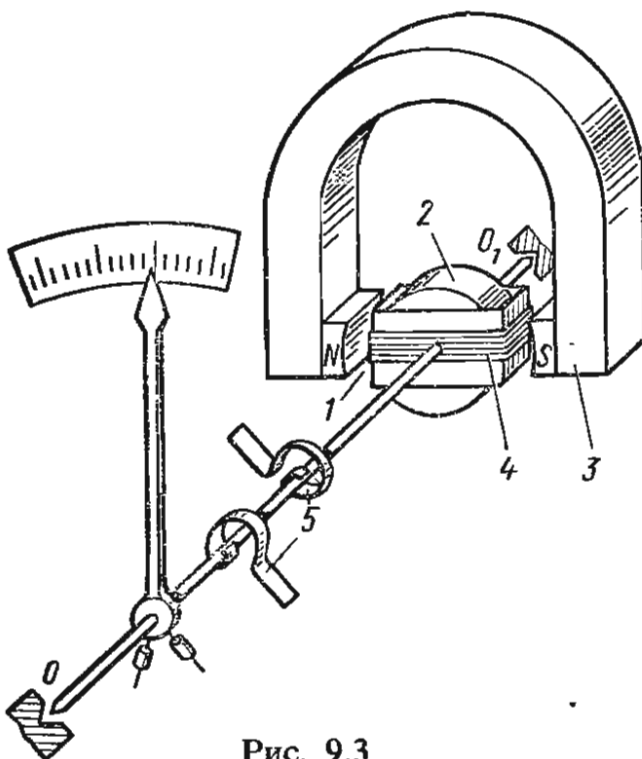


Рис. 9.3

ментов $wBSI = K\alpha$ находим угол поворота стрелки прибора:

$$\alpha = wBSI/K = S_I I. \quad (9.9)$$

Из (9.9) следует, что угол поворота стрелки прибора магнитоэлектрической системы пропорционален току, проходящему через обмотку катушки. Поэтому у этих приборов шкала равномерная, что делает их удобными в эксплуатации.

Величина $S_I = \alpha/I$ называется *чувствительностью* прибора магнитоэлектрической системы к току, причем чем больше S_I , тем меньший ток требуется для равного перемещения подвижной части прибора. Чувствительность у этих приборов не зависит от угла α и постоянна по всей шкале.

Направление отклонения стрелки приборов магнитоэлектрической системы зависит от направления измеряемого тока, поэтому при включении их в цепь переменного тока на подвижную катушку действуют быстроизменяющиеся по значению и направлению механические силы, среднее значение которых равно нулю. Следовательно, такие приборы пригодны только для измерений в цепях постоянного тока.

Успокоение подвижной системы прибора достигается тормозящим действием вихревых токов, наводимых в алюминиевой рамке катушки при перемещении ее в магнитном поле постоянного магнита NS , так как, согласно правилу Ленца, магнитное поле рамки противодействует магнитному полю магнита, что мешает вращению рамки и быстро гасит ее колебания.

Приборы магнитоэлектрических систем производятся на токи не более 150—200 мА, так как при больших токах происходит недопустимый нагрев спиральных пружин (или растяжек), служащих, как отмечалось ранее, токоподводящими элементами системы. Для расширения пределов измерения магнитоэлектрических приборов по току используют шунты (масштабные преобразователи), представляющие собой сопротивление, включенное параллельно прибору для того, чтобы только определенная часть измеряемого тока проходила через сам прибор.

Измерительные приборы магнитоэлектрической системы можно применять при измерениях в цепях переменного тока, если в цепи подвижной катушки включить преобразователь переменного тока в постоянный или пульсирующий.

Магнитоэлектрические приборы обладают следующими положительными свойствами: высокой чувствительностью и большой точностью измерений; незначительной собственной потребляемой мощностью; незначительной зависимостью работы приборов от внешних магнитных полей и температуры окружающей среды, равномерностью шкалы по всей ее длине и большим диапазоном измерения значений тока (от 10^{-6} до 50 А) и напряжения (от 10^{-3} до нескольких сотен вольт при применении добавочных сопротивлений); хорошей апериодичностью, т. е. быстрым успокоением подвижной системы.

К отрицательным свойствам магнитоэлектрических приборов следует отнести слабую перегрузочную способность (токопроводящие пружины при перегрузках перегреваются, изменяя упругие свойства) и необходимость при измерениях в цепях переменного тока применять специальные преобразователи.

Наибольшее распространение получили выпрямительные (детекторные) и термоэлектрические приборы. *Выпрямительные приборы* представляют собой сочетание магнитоэлектрических приборов с полупроводниковыми выпрямителями. Так, на рис. 9.4 представлена схема прибора детекторной системы, в которой прибор включен в диагональ моста, собранного на полупроводниковых (германиевых или кремниевых) диодах. Выпрямитель преобразует переменный ток в пульсирующий (одного направления), который измеряется магнитоэлектрическим прибором. Вращающий момент прибора пропорционален мгновенному значению тока, но из-за инерции его подвижной системы отклонение стрелки прибора пропорционально среднему значению вращающего момента за период или среднему значению выпрямленного тока:

$$\alpha = S I_{\text{ср}}. \quad (9.10)$$

Шкалу детекторного прибора можно отградуировать в действующих значениях, если в цепи проходит синусоидальный ток, так как между ними существует соотношение $I = [\pi/(2\sqrt{2})] I_{\text{ср}} = 1,11 I_{\text{ср}}$. Однако для измерения действующих значений несинусоидальных токов детекторные приборы использовать нельзя.

Детекторные приборы имеют высокую чувствительность, небольшое собственное потребление мощности, их можно использовать при повышенных частотах (без частотной компенсации — до 2000 Гц, а с частотной компенсацией — до 40000 Гц). Наивысший класс точности таких приборов 1,0.

Приборы термоэлектрической системы представляют собой сочетание магнитоэлектрического прибора с термопреобразователем, состоящим из термопары (иногда из нескольких термопар) и нагревателя, через который проходит измеряемый переменный ток. На рис. 9.5 показана схема прибора термоэлектрической системы, в которую входят магнитоэлектрический прибор 1, термопреобразователь в виде термопары 2 и проволочного нагревательного элемента 3, по которому проходит измеряемый переменный ток I . Магнитоэлектрический прибор соединен со свободными концами термопары, а рабочие концы термопары (горячий спай) присоединены непосредственно к проволочному нагревательному элементу, нагреваемому проходящим по нему током.

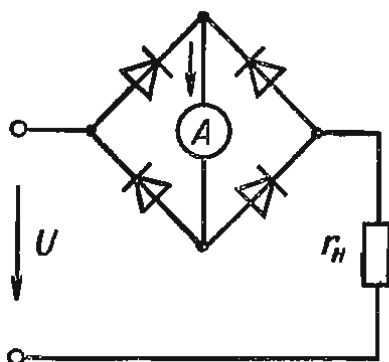


Рис. 9.4

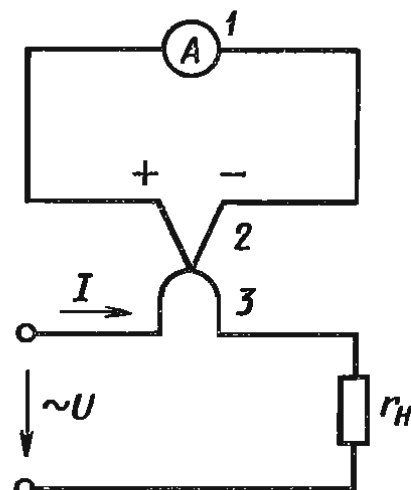


Рис. 9.5

Количество теплоты, выделяемой в проволочном нагревательном элементе, пропорционально квадрату измеряемого действующего значения переменного тока. Так как спай термопары нагревается проволочным нагревателем, то температура спаи и э. д. с. термопары находится в прямой зависимости от количества теплоты, выделяемой в нагревателе. Таким образом, отклонение стрелки измерительного прибора пропорционально квадрату действующего значения переменного тока.

Основным положительным свойством приборов термоэлектрической системы является возможность измерения с их помощью переменных токов высокой частоты, в частности тока в пределах $10^{-3} - 50$ А частотой до 5 МГц, а также напряжения в пределах 0,1–1000 В частотой от 20 Гц до 3 МГц. Наивысший класс точности этих приборов 1,0.

К недостаткам термоэлектрических приборов относятся малая перегрузочная способность, значительное собственное потребление мощности, зависимость показаний прибора от температуры окружающей среды, ограниченный срок службы термопар.

§ 9.4. Приборы электромагнитной системы

Принцип действия приборов электромагнитной системы основан на механизме втягивания подвижного ферромагнитного сердечника внутрь неподвижной катушки под действием ее магнитного поля, создаваемого в катушке проходящим через нее измеряемым током.

Наиболее широко распространены электромагнитные приборы с плоской катушкой (рис. 9.6). Прибор состоит из прямоугольной неподвижной катушки 5, через которую проходит измеряемый ток. Катушка имеет узкую щель, в которую может входить сердечник, выполненный в виде тонкого лепестка 2 из магнитомягкой стали и закрепленной эксцентрично на оси прибора. К этой же оси прикреплены указательная стрелка 1, спиральная пружина 6, создающая противодействующий момент, и поршень 4 воздушного успокоителя 3, создающего демпфирующий момент. Концы оси прибора удерживаются в подшипниках. Ток I , проходя через витки катушки, создает магнитный поток, который, намагничивая стальной сердечник, втягивает его в катушку, причем тем сильнее, чем больше магнитная индукция поля катушки. При втягивании стального сердечника ось прибора поворачивается и стрелка отклоняется на некоторый угол α .

Электромагнитная сила, действующая на стальной сердечник и вызывающая его перемещение, может быть выражена через соответствующее этому перемещению изменение энергии магнитного поля:

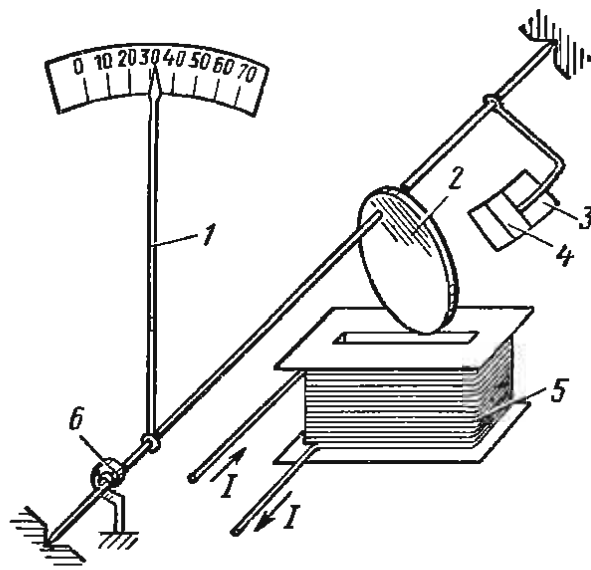


Рис. 9.6

$$F_{эм} = \partial W_m / \partial X.$$

При повороте подвижной части прибора на угол $\partial\alpha$ при плече r за счет приложения силы $F_{эм}$ переменная $\partial X = r\partial\alpha$. Тогда вращающий момент

$$M_{вр} = F_{эм}r = \partial W_m / \partial\alpha.$$

Так как энергия магнитного поля катушки электромагнитного прибора $W_m = LI^2/2$, то при повороте подвижной части прибора и, естественно, ферромагнитного сердечника изменяется индуктивность L , а значит, и энергия магнитного поля. Поэтому вращающий момент электромагнитного прибора

$$M_{вр} = \partial W_m / \partial\alpha = \frac{1}{2} I^2 \frac{\partial L}{\partial\alpha} \quad (9.11)$$

Противодействующий момент, уравнивающий вращающий момент, пропорционален углу перемещения подвижной части электромагнитного прибора α , т. е. $M_{пр} = K\alpha$. При установившемся состоянии подвижной части прибора, когда вращающий момент равен противодействующему, имеем $M_{вр} = M_{пр}$, или $\frac{1}{2} I^2 \frac{\partial L}{\partial\alpha} = K\alpha$, откуда получаем зависимость, описывающую угол перемещения подвижной части электромагнитного прибора:

$$\alpha = \frac{1}{2K} I^2 \frac{\partial L}{\partial\alpha}. \quad (9.12)$$

Из выражения (9.12) видно, что угол перемещения подвижной части прибора α пропорционален квадрату измеряемого тока и изменению индуктивности прибора при повороте его подвижной части, т. е. $\partial L / \partial\alpha$.

При изменении направления тока в катушке электромагнитного прибора меняются одновременно на противоположные магнитные полюсы ферромагнитного сердечника, вследствие чего направление вращающего момента подвижной части прибора не меняется. Поэтому приборы электромагнитной системы пригодны для измерений в цепях как постоянного, так и переменного токов.

Основные достоинства приборов электромагнитной системы — простота и надежность устройства, высокая перегрузочная способность (сечение провода для катушки может быть взято с запасом), дешевизна и возможность использования для измерений в цепях постоянного и переменного тока.

К недостаткам приборов электромагнитной системы можно отнести невысокий класс точности измерений, который обычно не выше 1,0 из-за влияния гистерезиса; относительно большое собственное потребление мощности (в катушках амперметров — до 1 Вт, а в вольтметрах с потреблением мощности в добавочных сопротивлениях — до 6 Вт); неравномерность шкалы (особенно сильно она сжата в начале); низкая чувствительность, из-за чего эти приборы непригодны для измерения малых токов и напряжений; зависимость показаний от внешних магнитных полей, так как собственное поле катушки расположено в

воздушной среде и поэтому его индукция незначительна; ограниченность диапазона частот (не свыше 8000 Гц).

Для повышения класса точности приборов электромагнитной системы [на класс точности особенно влияет остаточный магнетизм (гистерезис) в сердечнике] сердечники изготавливают из ферромагнитных материалов с незначительной коэрцитивной силой, например пермаллоя. В этом случае можно достичь класса точности до 0,2 для приборов как постоянного, так и переменного тока.

Так как собственное магнитное поле приборов рассматриваемой системы невелико, их необходимо защищать от влияния внешних магнитных полей. Это осуществляют либо за счет применения ферромагнитных экранов, когда измерительный механизм со всех сторон закрывают ферромагнитным экраном, либо выполняют измерительные механизмы астатическими. *Астатический измерительный механизм* имеет удвоенное число катушек по сравнению с обычным измерительным прибором электромагнитной системы, т. е. измерительный прибор состоит из двух катушек и двух сердечников, закрепленных на одной общей оси и создающих общий (результатирующий) момент $M_{вр.рез} = M_{вр1} + M_{вр2}$, где $M_{вр1}$ и $M_{вр2}$ — соответственно вращающие моменты первого и второго сердечников.

В астатических электромагнитных приборах катушки расположены таким образом, что их собственные магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 имеют противоположные направления. В этом случае магнитный поток внешнего поля $\Phi_{вн}$, с одной стороны, будет усиливать магнитный поток одной из катушек, с направлением магнитного потока которой он совпадает, и одновременно увеличивать вращающий момент сердечника этой катушки, с другой стороны, он будет ослаблять магнитный поток другой катушки, направление магнитного потока которой противоположно направлению внешнего поля, и уменьшать вращающий момент сердечника второй катушки. В результате этого в астатических электромагнитных приборах общий вращающий момент становится независимым от внешнего магнитного поля. Он зависит только от измеряемого тока.

В заключение необходимо отметить, что приборы электромагнитной системы из-за дешевизны, простоты устройства и большой перегрузочной способности широко используются в промышленных электротехнических устройствах низкой частоты в виде амперметров и вольтметров.

§ 9.5. Приборы электродинамической системы

Принцип действия приборов электродинамической системы основан на взаимодействии проводников с токами. Известно, что два проводника с токами взаимно притягиваются, если токи в них имеют одинаковое направление, и взаимно отталкиваются при различном направлении токов.

Прибор этой системы (рис. 9.7) состоит из двух катушек: неподвижной 1, состоящей из двух секций, которые соединены между собой последо-

вательно, и подвижной 3, закрепленной на оси и вращающейся на ней внутри неподвижной катушки. Ток к подвижной катушке подводят через закрепленные на оси спиральные пружинки 1, которые одновременно создают противодействующий момент $M_{пр}$, пропорциональный углу закручивания α . При этом пружинки электрически изолированы от оси. На оси подвижной катушки закреплены также указательная стрелка 4 и крыло воздушного успокоителя 5. Для повышения класса точности прибора и его чувствительности обмотку подвижной катушки выполняют из тонкой изолированной проволоки на ток не более 0,5 А.

При прохождении токов по катушкам электродинамического прибора ток подвижной катушки I_2 взаимодействует с магнитным потоком Φ_1 , созданным током I_1 неподвижной катушки, т. е. создается вращающий момент $M_{вр}$. Вращающий момент определяют через изменение энергии магнитного поля при повороте его подвижной части, т. е. согласно выражению $M_{вр} = \partial W_M / \partial \alpha$. При перемещении подвижной катушки изменяется энергия магнитного поля и, следовательно, взаимная индуктивность M катушек. Энергия магнитного поля взаимной индуктивности

$$W_M = MI_1I_2. \quad (9.13)$$

Подставляя в выражение вращающего момента значение W_M из (9.13) и считая токи подвижной I_2 и неподвижной I_1 катушек неизменными, получают общее выражение вращающего момента для электродинамических приборов:

$$M_{вр} = I_1I_2 \partial M / \partial \alpha. \quad (9.14)$$

Противодействующий момент, уравновешивающий вращающий момент, пропорционален углу перемещения подвижной части прибора: $M_{пр} = K\alpha$. При установившемся состоянии подвижной части прибора, когда вращающий момент равен противодействующему, имеем $M_{вр} = M_{пр}$, или $I_1I_2 \partial M / \partial \alpha = K\alpha$. Из этого выражения находят зависимость для угла перемещения подвижной части прибора:

$$\alpha = \frac{I_1I_2}{K} \frac{\partial M}{\partial \alpha}. \quad (9.15)$$

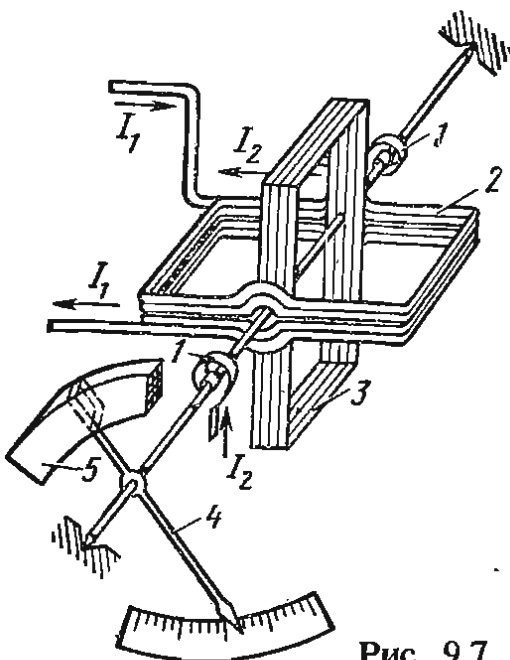


Рис. 9.7

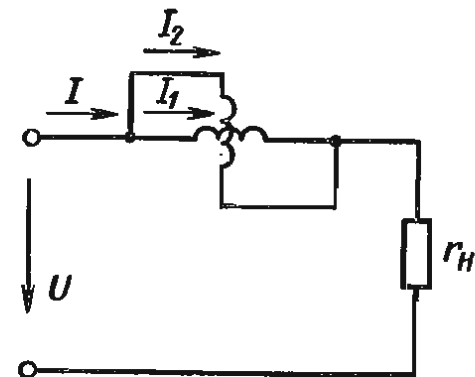


Рис. 9.8

Из (9.15) следует, что угол поворота подвижной части электродинамического прибора пропорционален произведению токов в его катушках и изменению их взаимной индуктивности при повороте подвижной части прибора $\partial M/\partial\alpha$. На характер изменения взаимной индуктивности можно воздействовать путем подбора формы катушек и их начального взаимного расположения.

При использовании электродинамического прибора в качестве амперметра на ток свыше 0,5 А подвижную и неподвижную катушки соединяют параллельно (рис. 9.8). При этом $I_1 = K_1 I$; $I_2 = K_2 I$ и

$$\alpha_i = \frac{K_1 K_2}{K} I^2 \partial M/\partial\alpha = C_i I^2 \partial M/\partial\alpha, \quad (9.16)$$

где $C_i = K_1 K_2 / K$. Следовательно, в амперметре электродинамической системы шкала неравномерная (квадратичная), причем в ее начале деления сильно сжаты. Для получения более равномерной шкалы катушкам придают специальную форму.

В вольтметрах электродинамической системы катушки в большинстве случаев соединяют между собой последовательно и снабжают добавочным сопротивлением (рис. 9.9). В этом случае в вольтметрах ток, проходящий через подвижную и неподвижную катушки, одинаковый и равный $I_U = I_1 = I_2 = U/r_U$, где U — измеряемое напряжение; $r_U = r_k + r_d$ — сопротивление измерительной цепи вольтметра, которое равно сумме сопротивлений катушек r_k и добавочного сопротивления r_d .

Подставив значения токов в (9.14), получают

$$M_{\text{вр}U} = (U^2/r_U^2) \partial M/\partial\alpha,$$

откуда, согласно (9.15), угол поворота стрелки вольтметра

$$\alpha_U = C_U U^2 \partial M/\partial\alpha, \quad (9.17)$$

где $C_U = 1/(K r_U^2)$. Таким образом, в вольтметрах электродинамической системы шкала прибора, как и в амперметрах этой системы, квадратичная.

В отличие от амперметров и вольтметров ваттметры электродинамической системы имеют практически равномерную шкалу. В самом деле, через неподвижную катушку ваттметра, включенную последовательно, проходит ток нагрузки $I = I_n$, а на подвижную катушку, включенную параллельно, воздействует напряжение сети (рис. 9.10). Следовательно,

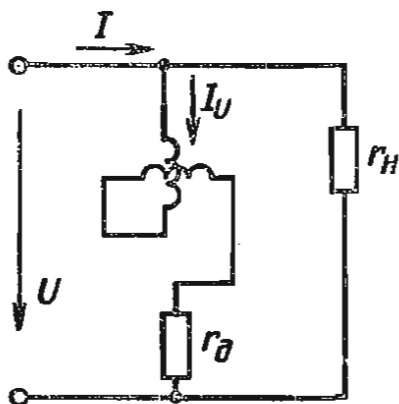


Рис. 9.9

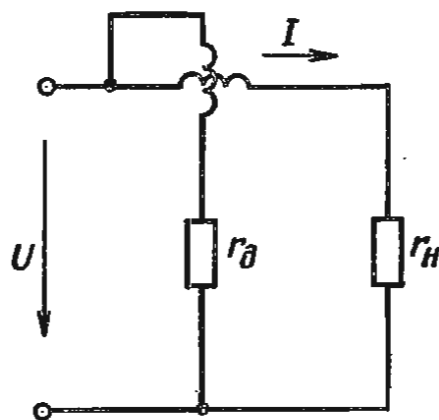


Рис. 9.10

ток подвижной катушки $I_2 = U/r_U$, где $r_U = r_k + r_d$ — сопротивление параллельной цепи, или цепи напряжения ваттметра, которое состоит из сопротивления подвижной катушки r_k и добавочного сопротивления r_d . Подставляя значения токов катушек ваттметра в (9.14), получаем

$$M_{врW} = \frac{IU}{r_U} \frac{\partial M}{\partial \alpha} = \frac{1}{r_U} P \frac{\partial M}{\partial \alpha},$$

где $P = UI$ — мощность.

При установившемся состоянии подвижной части прибора $M_{врW} = M_{пр}$, или $\frac{1}{r_U} P \frac{\partial M}{\partial \alpha} = K\alpha$. Тогда, согласно (9.15), угол поворота стрелки ваттметра

$$\alpha_W = \frac{1}{Kr_U} P \frac{\partial M}{\partial \alpha} = C_W P \frac{\partial M}{\partial \alpha}, \quad (9.18)$$

где $C_W = \frac{1}{Kr_U}$. Следовательно, угол поворота подвижной системы (или стрелки) ваттметра связан с измеряемой мощностью линейной зависимостью. Однако, чтобы шкала ваттметра была равномерной, необходимо соблюдать условие $\partial M/\partial \alpha = \text{const}$. Это условие выполняется при $M = K_M \alpha$, когда $K_M = \text{const}$. Последнее условие практически легко осуществить за счет конструкции ваттметра. Поэтому обычно ваттметры электродинамической системы имеют равномерную шкалу.

Так как при одновременном изменении тока в обеих катушках электродинамических приборов направление вращающего момента не изменяется, то эти приборы пригодны для измерений в цепях как постоянного, так и переменного тока.

При переменном токе мгновенное значение вращающего момента пропорционально произведению мгновенных значений токов:

$$M_{вр}(t) = i_1 i_2 \partial M/\partial \alpha,$$

где $i_1 = I_{1m} \sin \omega t$; $i_2 = I_{2m} \sin (\omega t + \psi)$.

Угол поворота подвижной части прибора вследствие инерции пропорционален средним за период значениям вращающего момента:

$$M_{вр} = \frac{1}{T} \int_0^T M_{вр}(t) dt = I_1 I_2 \cos \psi \partial M/\partial \alpha,$$

где I_1 и I_2 — действующие значения синусоидальных токов; ψ — угол сдвига фаз между I_1 и I_2 .

Согласно (9.15), угол перемещения подвижной части прибора электродинамической системы при переменном токе будет равен

$$\alpha = \frac{I_1 I_2}{K} \cos \psi \partial M/\partial \alpha. \quad (9.19)$$

Так как при конструировании прибора легко осуществить условие $\partial M/\partial \alpha = \text{const}$, то

$$\alpha = CI_1 I_2 \cos \psi, \quad (9.20)$$

где C — постоянная величина, зависящая от числа витков, геометрических размеров и расположения катушек. В цепях переменного тока приборы электродинамической системы применяют в основном для измерения мощности.

Приборы электродинамической системы имеют высокую точность, что обусловлено отсутствием ферромагнитных сердечников, и могут использоваться для измерений в цепях постоянного и переменного тока. При измерениях в цепях переменного тока электродинамические приборы являются самыми точными. Их выполняют в основном в виде переносных приборов, имеющих классы точности 0,1; 0,2; 0,5. Высокая точность приборов обусловлена тем, что для создания вращающего момента подвижной части приборов используют магнитные потоки, действующие в воздухе, что исключает возможность возникновения погрешностей из-за вихревых токов, гистерезиса и т. д.

Недостатками приборов электродинамической системы являются зависимость их показаний от воздействия внешних магнитных полей, так как их собственное магнитное поле незначительно, и слабая перегрузочная способность, так как подвод тока к подвижной катушке осуществляется через тонкие спиральные пружинки. Кроме того, эти приборы потребляют довольно значительную мощность, так как для создания достаточного вращающего момента приходится из-за слабости собственного магнитного поля заметно увеличивать число витков неподвижной и подвижной катушек.

Для устранения влияния посторонних магнитных полей на показания приборов и увеличения их вращающего момента электродинамические приборы снабжают ферромагнитными сердечниками, усиливающими собственные магнитные поля катушек. Наличие ферромагнитных сердечников усиливает магнитные поля катушек и, следовательно, вращающий момент подвижной части прибора. Сердечники выполняются из изолированных друг от друга пластин магнитомягких сталей и пермаллоя, что уменьшает погрешности от вихревых токов и надежно защищает приборы от влияния посторонних магнитных полей. Электродинамические приборы, катушки которых имеют ферромагнитные сердечники, получили название *ферродинамических*. Эти приборы в отличие от электродинамических обладают меньшей точностью из-за влияния гистерезиса и вихревых токов, их высший класс точности 1,5. Ферродинамические приборы применяют главным образом для измерений в цепях переменного тока в качестве щитовых и самопишущих приборов (благодаря их большому вращающему моменту) в диапазоне частот от 10 до 1500 Гц.

§ 9.6. Приборы индукционной системы

Работа приборов индукционной системы основана на использовании явления возникновения вращающегося (или бегущего) магнитного поля, т. е. на способности этих полей создавать вращающий момент, действующий на подвижное металлическое тело, помещенное в такое поле.

Индукционные приборы применяют для измерения тока, напряжения, мощности и энергии в цепях переменного тока. Однако наиболее часто их используют для измерения энергии. Поэтому принцип действия индукционных приборов рассмотрим на примере работы счетчика электрической энергии переменного однофазного тока (рис. 9.11).

В индукционном счетчике бегущее магнитное поле, создаваемое токами его катушек, индуцирует в алюминиевом подвижном диске вихревые токи. Взаимодействие бегущего магнитного поля с вихревыми токами создает вращающий момент, заставляющий диск вращаться в ту же сторону, в которую вращается поле. Противодействующий момент создается в результате взаимодействия поля постоянного магнита 8 с наводимыми им во вращающемся алюминиевом диске вихревыми токами.

Подвижная часть прибора представляет собой алюминиевый диск 5, укрепленный на оси 4. Неподвижная часть счетчика состоит из двух электромагнитов 1 и 6 с намагничивающими катушками 2 и 7 соответственно. Электромагнит 1 является трехстержневым, а катушка 2 состоит из большого числа витков изолированного проводника малого сечения. Эта катушка включается параллельно измеряемой цепи и называется *обмоткой напряжения*. Ток I_U , проходящий через катушку напряжения, и магнитный поток этой катушки Φ_U пропорциональны приложенному к цепи напряжению U . Так как индуктивность катушки 2 достаточно велика, то ток I_U отстает по фазе от напряжения U практически на угол $\pi/2$ (рис. 9.12).

Электромагнит 6 (см. рис. 9.11) имеет П-образную форму. Катушка 7, являющаяся катушкой электромагнита 6, состоит из небольшого числа витков изолированного проводника достаточно большого сечения. Эту катушку включают последовательно с измеряемой цепью и называют *токовой обмоткой прибора*. Ток I , проходящий через катушку 7 и являющийся током нагрузки, создает поток Φ_1 , пропорциональный току I , причем поток Φ_1 отстает по фазе от тока I на некоторый угол, называемый *углом потерь*. Угол потерь весьма мал, так как поток Φ_1 значительное расстояние проходит через воздух. Токи I_U и I и соот-

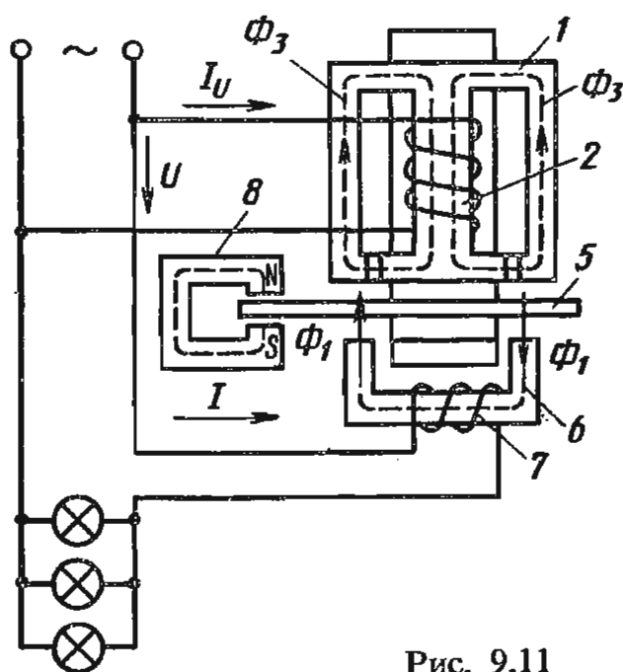


Рис. 9.11

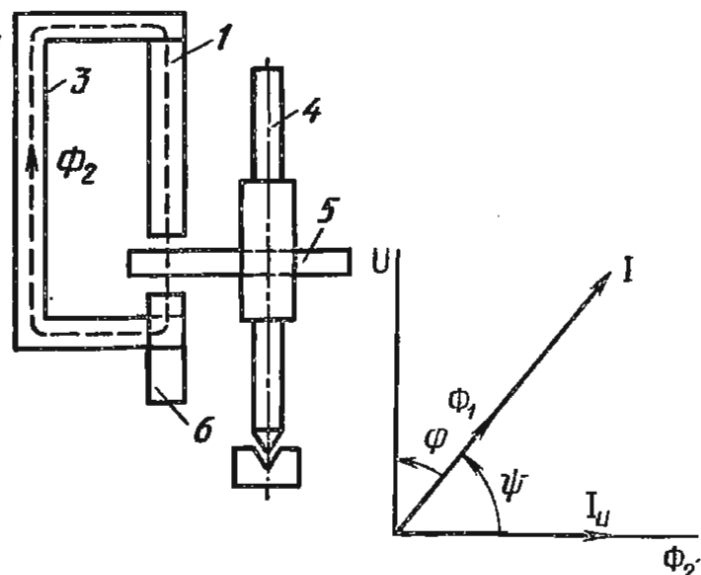


Рис. 9.12

ветственно созданные ими магнитные потоки Φ_U и Φ_1 совпадают по фазе (рис. 9.12). Поток Φ_1 дважды пересекает алюминиевый диск 5 (см. рис. 9.11). Ток I и напряжение U сдвинуты по фазе на угол φ , значение которого зависит от характера нагрузки.

Катушка 2 расположена на среднем стержне электромагнита 1, поэтому магнитный поток этой катушки Φ_U разветвляется на потоки Φ_2 и Φ_3 , один из которых Φ_2 , проходя по среднему стержню сердечника и участку 3 магнитной цепи, огибает диск и пересекает его. Потоки Φ_3 не пересекают диска прибора, так как замыкаются по боковым стержням сердечника 1. Следовательно, поток Φ_2 является рабочим. Потоки Φ_3 используются в счетчике для создания необходимого угла сдвига фаз ψ между рабочими потоками Φ_1 и Φ_2 .

Вращающий момент диска, создаваемый магнитными потоками Φ_1 и Φ_2 , пропорционален произведению максимальных значений этих потоков и синуса угла ψ сдвига фаз между ними:

$$M_{вр} = C_1 \Phi_{1m} \Phi_{2m} \sin \psi, \quad (9.21)$$

где C_1 — коэффициент пропорциональности, зависящий от частоты переменного тока.

Так как практически можно считать, что магнитный поток Φ_2 пропорционален напряжению U , т. е. $\Phi_2 = C_U U$, и поток Φ_1 пропорционален току нагрузки I , т. е. $\Phi_1 = C_i I$, а синус угла сдвига фаз между этими потоками равен $\cos \varphi$ (рис. 9.12), то формулу (9.21) можно заменить выражением

$$M_{вр} = C_1 C_U C_i U I \cos \varphi = C P, \quad (9.22)$$

где $\cos \varphi$ — коэффициент мощности потребителя; P — активная мощность; C_U , C_i — коэффициенты пропорциональности.

Вихревые токи, возникающие в диске при вращении его в поле постоянных магнитов, пропорциональны частоте вращения диска n_d (об/мин), поэтому противодействующий момент $M_{пр} = C_d n_d$.

При вращении диска с равномерной скоростью его вращающий и противодействующий моменты равны, т. е. $M_{вр} = M_{пр}$ или $CP = C_d n_d$, откуда частота вращения диска

$$n_d = CP/C_d.$$

Если диск за время t сделал n оборотов, то энергия A , полученная из сети потребителем за это время,

$$A = \frac{C_d}{C} n, \quad (9.23)$$

так как $n = \int_0^n n_d dt = \frac{C}{C_d} \int_0^t P dt = \frac{C}{C_d} A.$

Таким образом, согласно (9.23), электроэнергия, учитываемая счетчиком, пропорциональна частоте вращения диска. Величина $A/n = C_d/C$ получила название постоянной счетчика и представляет собой электроэнергию, приходящуюся на один оборот диска.

Счетчик электроэнергии имеет счетный механизм, который связан червячной передачей с осью диска. По показаниям счетного механизма определяют количество электроэнергии, которое израсходовал потребитель.

К достоинствам индукционных счетчиков следует отнести их большую надежность в работе, значительную перегрузочную способность по току ($\sim 300\%$), незначительную чувствительность к внешним магнитным полям и большое значение вращающего момента.

Так как в уравнение (9.22) входит коэффициент C_1 , зависящий от частоты сети f , индукционные приборы пригодны для переменного тока только одной определенной частоты, что является в определенной степени недостатком таких приборов. Другим недостатком можно считать зависимость показаний прибора от температуры окружающей среды: с повышением температуры окружающей среды увеличивается сопротивление прибора и уменьшаются вихревые токи, что приводит к уменьшению вращающего момента (примерно на $0,4\%$ при нагревании на 1°C).

Глава 10

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

§ 10.1. Измерение тока и напряжения

Измерение тока. Приборы, предназначенные для измерения тока, получили название *амперметров*. Приборы, рассмотренные в гл. 9, могут служить как для измерения тока, так и для измерения напряжения. При этом отличаются способы включения их в электрическую цепь и значения сопротивления измерительной цепи прибора. Амперметр включают в цепь таким образом, чтобы через него проходил весь измеряемый ток, т. е. последовательно. Сопротивление амперметра должно быть малым, чтобы в нем не происходило заметного падения напряжения.

Для измерения постоянного тока используют преимущественно амперметры магнитоэлектрической системы и реже приборы электромагнитной системы, а для измерения переменного тока частотой 50 Гц в основном применяют амперметры электромагнитной системы.

Непосредственное включение амперметра в цепь измеряемого тока не всегда возможно, так как в некоторых случаях измеряемый ток во много раз превосходит необходимый для полного отклонения подвижной системы прибора. В этих случаях при измерении постоянного тока параллельно амперметру включают *шунт*, через который проходит большая часть измеряемого тока (рис. 10.1).

Согласно первому закону Кирхгофа, максимальное значение измеряемого амперметром тока при наличии шунта

$$I_{\max} = I_{\text{Ан}} + I_{\text{ш}}$$

где I_{\max} — максимальное значение тока в цепи; $I_{\text{Ан}}$ — номинальное

(предельное) значение тока амперметра в отсутствие шунта; $I_{ш}$ — ток, проходящий через шунт. Так как амперметр и шунт включены параллельно, то токи между шунтом и амперметром распределяются обратно пропорционально их сопротивлениям:

$$I_{Ан}/I_{ш} = r_{ш}/r_A,$$

откуда находим сопротивления шунта:

$$r_{ш} = I_{Ан}r_A/I_{ш} = I_{Ан}r_A/(I_{max} - I_{Ан}) = r_A/(n - 1), \quad (10.1)$$

где r_A — внутреннее сопротивление амперметра; $n = I_{max}/I_{Ан}$ — коэффициент, показывающий, во сколько раз расширяются пределы измерения.

Так как $I_{max}/I_{Ан} = I/I_A$, то ток в цепи при заданной нагрузке

$$I = nI_A, \quad (10.2)$$

где I_A — показание амперметра. Если шкалу амперметра отградуировать с учетом шунта, то можно определять значение измеряемого тока I непосредственно по показаниям прибора.

При измерении переменных токов шунты не применяют. Это объясняется тем, что распределение токов между шунтом и амперметром определяется не только их активным сопротивлением, но и реактивным сопротивлением прибора, которое зависит от частоты. Поэтому для расширения пределов измерения амперметров в цепях переменного тока используют измерительные трансформаторы тока.

Измерение напряжения. Электроизмерительные приборы, предназначенные для измерения напряжения, называются *вольтметрами*. Вольтметры включают параллельно участку (элементу) электрической цепи, на котором измеряют напряжение. При этом вольтметр должен иметь очень большое сопротивление по сравнению с сопротивлением элемента цепи, на котором измеряется напряжение. Это необходимо для уменьшения погрешности измерения и для того, чтобы не было изменения режима работы цепи. В самом деле, чем больше сопротивление вольтметра, тем меньший ток проходит через него и тем меньше расходуется в нем энергии, а следовательно, тем меньшее влияние оказывает включение прибора на режим работы цепи.

Для расширения пределов измерений вольтметров в цепях постоянного тока с напряжением до 1000—4500 В служат *добавочные резисторы*, включаемые последовательно с прибором (рис. 10.2). В цепях переменного

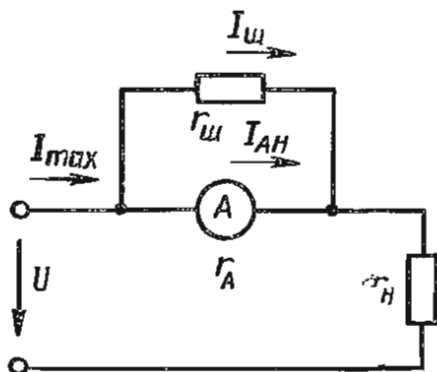


Рис. 10.1

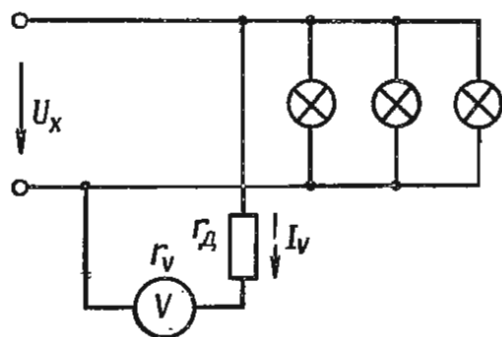


Рис. 10.2

тока напряжением свыше 1000 В для расширения пределов измерений используют *измерительные трансформаторы напряжения*.

При включении последовательно с вольтметром добавочного резистора сопротивление последнего определяют из следующих соображений: допустим, вольтметром с сопротивлением r_V , рассчитанным на номинальное напряжение $U_{\text{ном}}$, необходимо измерить напряжение $U_{\text{хmax}}$, которое в n раз больше $U_{\text{ном}}$. В этом случае необходимо соблюдать условие, при котором ток, проходящий через вольтметр, был бы одинаковым при обоих напряжениях, т. е.

$$I_V = U_{\text{ном}}/r_V = U_{\text{хmax}}/(r_V + r_d) = U_{\text{ном}}n/(r_V + r_d),$$

откуда

$$r_d = r_V(n - 1) \quad (10.3)$$

и фактически измеряемое напряжение

$$U_x = nU_V \quad (10.4)$$

где U_V — показание вольтметра.

Шкалу вольтметров в большинстве случаев градуируют с учетом добавочного сопротивления r_d . При этом вольтметр может быть выполнен на несколько пределов измерения, для чего он снабжается несколькими добавочными сопротивлениями и соответствующим переключателем шкалы на лицевой стороне прибора.

Для измерения напряжения в цепях постоянного тока применяют магнитоэлектрические вольтметры, а в цепях переменного тока — электромагнитные и электродинамические вольтметры. При измерении малых переменных напряжений используют выпрямительные и электронные милливольтметры, причем при повышенных частотах преимущественно электронные.

§ 10.2. Измерение мощности и энергии в электрических цепях

Измерение мощности. В цепи постоянного тока мощность может быть измерена с помощью амперметра и вольтметра, так как $P = UI$. Однако более точно ее можно измерить непосредственно электродинамическим *ваттметром* (рис. 10.3). Он состоит из катушки с малым сопротивлением, включенной, как и амперметр, последовательно и называемой *токовой обмоткой*, и подвижной катушки с большим сопротивлением, включаемой параллельно и называемой *обмоткой напряжения*.

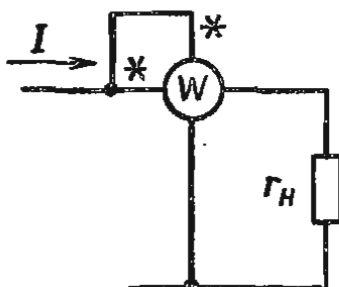


Рис. 10.3

Вращающий момент ваттметра пропорционален произведению токов в катушках:

$$M_{\text{вр}} = KI I_U,$$

где I — ток в неподвижной катушке, практически равный току нагрузки; $I_U = U/r_U$ — ток в подвижной катушке,

т. е. в обмотке напряжения; r_U — сопротивление цепи подвижной катушки. Следовательно,

$$M_{вр} = KIU/r_U = CUI = CP, \quad (10.5)$$

где C — коэффициент пропорциональности.

Таким образом, вращающий момент ваттметра пропорционален мощности и его шкала может быть градуирована непосредственно в ваттах или киловаттах.

Для измерения активной мощности в цепях переменного тока применяют ваттметры электродинамической системы.

Измерение активной мощности в однофазной цепи. Электродинамический ваттметр для измерения активной мощности в однофазной цепи переменного тока включают так же, как и при измерениях в цепи постоянного тока, т. е. по схеме рис. 10.3. Так как ток I_U в подвижной катушке пропорционален напряжению U и практически совпадает с ним по фазе*, а ток I в неподвижной катушке (токовой обмотке) равен току нагрузки, то вращающий момент ваттметра

$$M_{вр} = CUI \cos \varphi = CP, \quad (10.6)$$

где C — коэффициент пропорциональности.

Итак, вращающий момент ваттметра пропорционален измеряемой активной мощности P , а противодействующий момент $M_{пр}$ пропорционален углу поворота α подвижной катушки (или стрелки прибора). Поэтому отклонение стрелки прибора пропорционально измеряемой мощности P и, следовательно, шкалу ваттметра градуируют в ваттах или киловаттах.

Зажимы токовой обмотки и обмотки напряжения ваттметра, помеченные звездочками и называемые *генераторными*, следует включать в электрическую цепь со стороны источника питания.

Измерение активной мощности в трехфазной цепи. В зависимости от характера нагрузки и схемы трехфазной цепи применяется несколько способов измерения мощности.

При симметричной нагрузке активную мощность в трехфазной цепи можно измерить путем замера мощности в одной фазе с помощью ваттметра, включенного по схеме рис. 10.4, а, б. После измерения пока-

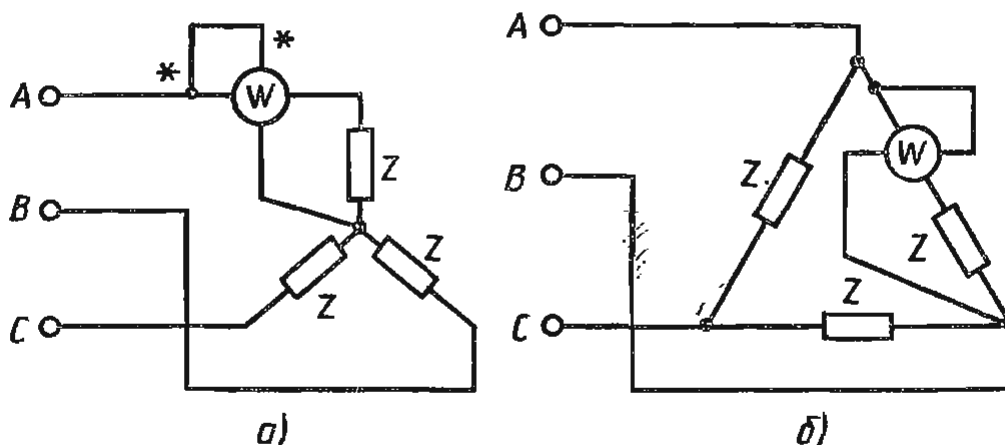


Рис. 10.4

* Сопротивление цепи обмотки напряжения ваттметра практически можно считать активным.

зания ваттметра P_w умножают на 3:

$$P = 3P_w. \quad (10.7)$$

В трехпроводной трехфазной цепи как при симметричной, так и несимметричной нагрузке и любом способе соединения потребителей активную мощность можно измерить с помощью двух ваттметров (рис. 10.5). Покажем, что алгебраическая сумма показаний ваттметров в этом случае равна активной мощности P в трехпроводной трехфазной цепи.

Мгновенное значение мощности, измеряемое первым ваттметром, $p_1 = u_{AB}i_A$. Мгновенная мощность, измеряемая вторым ваттметром, $p_2 = u_{CB}i_C$. Сумма мгновенных значений мощностей, измеряемых двумя ваттметрами, $p = p_1 + p_2 = u_{AB}i_A + u_{CB}i_C$.

Если линейные напряжения u_{AB} и u_{CB} , на которые подключены обмотки напряжения ваттметров, выразить через фазные напряжения $u_{AB} = u_A - u_B$; $u_{CB} = u_C - u_B$, то $p = u_A i_A - u_B i_A + u_C i_C - u_B i_C$ или $p = u_A i_A + u_C i_C - u_B (i_A + i_C)$. Так как в трехпроводной трехфазной цепи $i_A + i_B + i_C = 0$, то $i_A + i_C = -i_B$, а окончательное выражение мощности, измеряемой двумя ваттметрами,

$$p = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C.$$

Из этого выражения следует, что суммарная мгновенная мощность, измеряемая двумя ваттметрами, равна активной мощности в трехфазной цепи при соединении потребителей звездой. Подобные же рассуждения можно повторить и для соединения потребителей треугольником, получив при этом одинаковый конечный результат.

Активная мощность трехфазной системы, выраженная через действующие значения напряжений и токов и замеренная по способу двух ваттметров, равна

$$P = U_{AB} I_A \cos(\widehat{U_{AB} I_A}) + U_{CB} I_C \cos(\widehat{U_{CB} I_C}) = P_{W1} + P_{W2}, \quad (10.8)$$

где P_{W1} и P_{W2} — показания ваттметров.

При измерении активной мощности по способу двух ваттметров для случая симметричной нагрузки $I_A = I_B = I_C = I_\pi$; $U_{AC} = U_{CB} = U_\pi$.

На рис. 10.6 представлена векторная диаграмма токов и напряжений, которая поясняет измерения активной мощности с помощью

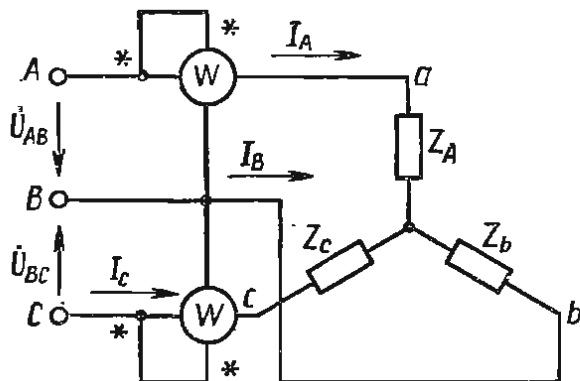


Рис. 10.5

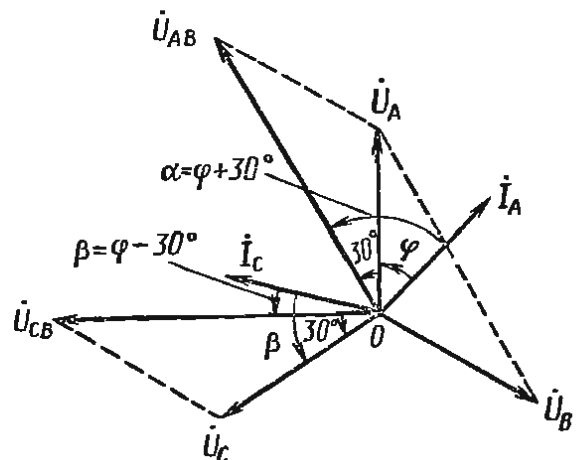


Рис. 10.6

двух ваттметров для симметричной нагрузки, соединенной звездой. Так как на векторной диаграмме угол α между векторами \dot{U}_{AB} и \dot{I}_A равен $\varphi + 30^\circ$, а угол β между векторами \dot{U}_{CB} и \dot{I}_C составляет $\varphi - 30^\circ$, то мощность трехфазной системы при симметричной нагрузке $P = P_{W1} + P_{W2} = U_{\text{л}} I_{\text{л}} [\cos(\varphi + 30^\circ) + \cos(\varphi - 30^\circ)] = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi$. (10.9)

Если угол сдвига фаз $\varphi < 60^\circ$, то, согласно (10.9), мощность, учитываемая ваттметрами, всегда положительна: $P_{W1} = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(\varphi + 30^\circ)$ и $P_{W2} = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(\varphi - 30^\circ)$. При $\varphi = 60^\circ$ мощность, показываемая первым ваттметром, равна нулю: $\cos(60^\circ + 30^\circ) = 0$. В этом случае вся мощность в трехфазной цепи будет учитываться вторым ваттметром. При $\varphi > 60^\circ$ мощность, учитываемая первым ваттметром, становится отрицательной и суммарная мощность двух ваттметров вычисляется с учетом знака мощностей последних, как их алгебраическая сумма.

Практически для отсчета отрицательной мощности по показаниям ваттметра необходимо изменять направление тока в обмотке напряжения, для чего переключатель направления тока в обмотке напряжения, имеющийся на корпусе ваттметра, надо переключить с «+» на «-».

Измерить активную мощность в четырехпроводной трехфазной цепи при несимметричной нагрузке можно тремя ваттметрами (рис. 10.7). Так как в этом случае каждый из ваттметров измеряет активную мощность одной фазы, то мощность в четырехпроводной трехфазной цепи

$$P = P_A + P_B + P_C, \quad (10.10)$$

где P_A, P_B, P_C — активные мощности фаз A, B, C .

Измерение реактивной мощности в трехфазной цепи. Реактивную мощность в трехфазной трехпроводной цепи при симметричной нагрузке можно определить по разности показаний ваттметров (см. рис. 10.5):

$$P_{W1} - P_{W2} = U_{\text{л}} I_{\text{л}} [\cos(\varphi + 30^\circ) - \cos(\varphi - 30^\circ)] = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi = \frac{Q}{\sqrt{3}},$$

откуда реактивная мощность

$$Q = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi = \sqrt{3} (P_{W1} - P_{W2}). \quad (10.11)$$

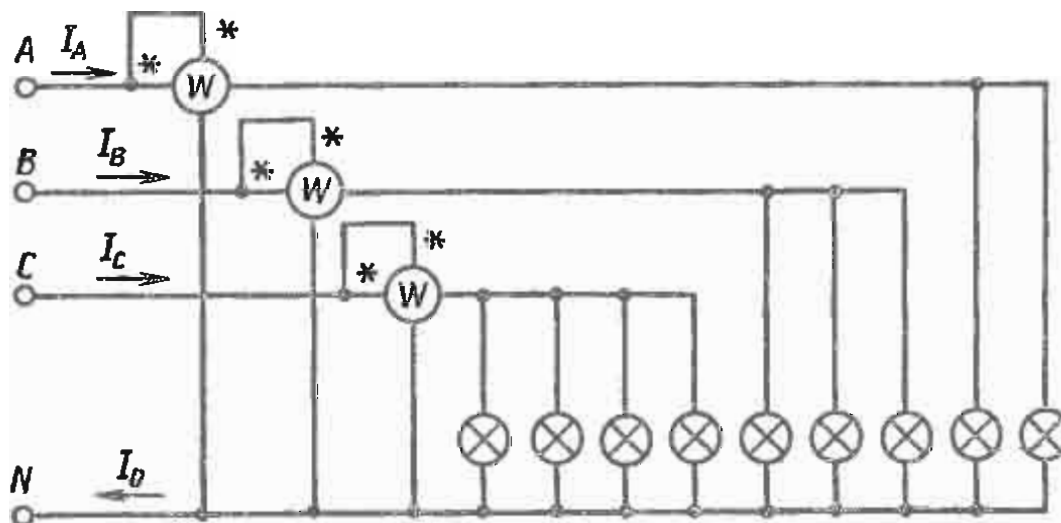


Рис. 10.7

Реактивную мощность в трехпроводной трехфазной цепи при симметричной нагрузке можно измерить одним ваттметром (рис. 10.8, а), причем токовая обмотка ваттметра включается в линейный провод А, а обмотка напряжения — на линейное напряжение U_{BC} (т. е. на «чужое» напряжение). Из векторной диаграммы (рис. 10.8, б) видно, что сдвиг фаз между током I_A и напряжением U_{BC} составляет $\alpha = 90^\circ - \varphi$. Тогда показания ваттметра

$$P_W = U_{BC} I_A \cos(90^\circ - \varphi) = U_{л} I_{л} \sin \varphi.$$

Для вычисления реактивной мощности трехфазной трехпроводной цепи при симметричной нагрузке необходимо показания ваттметра умножить на $\sqrt{3}$:

$$Q = \sqrt{3} P_W \quad (10.12)$$

Измерение энергии в цепях переменного тока. В цепях переменного тока для измерения активной энергии служат однофазные и трехфазные счетчики индукционной системы. Для измерения активной энергии в однофазных и трехфазных цепях однофазные счетчики включают по схемам, аналогичным схемам включения ваттметров (см. рис. 10.3 и 10.5). В трехпроводных трехфазных цепях для измерения активной энергии применяют двухэлементные объединяющие измерительные системы двух однофазных счетчиков (рис. 10.9).

Для измерения активной энергии в четырехпроводных цепях трехфазного тока применяют трехэлементные счетчики.

Реактивную энергию W_p как при симметричной, так и при несимметричной нагрузке в трехфазной цепи измеряют трехфазными индукционными счетчиками реактивной энергии. При симметричной нагрузке в трехпроводной трехфазной цепи реактивную мощность можно измерить с помощью двух однофазных счетчиков. Для этого их включают в цепь, как и ваттметры, по схеме рис. 10.5. Реактивная энергия равна разности показаний счетчиков, умноженной на $\sqrt{3}$.

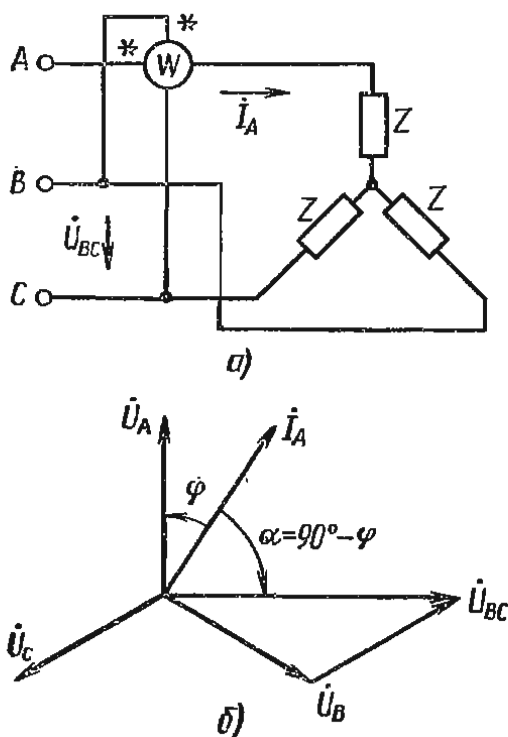


Рис. 10.8

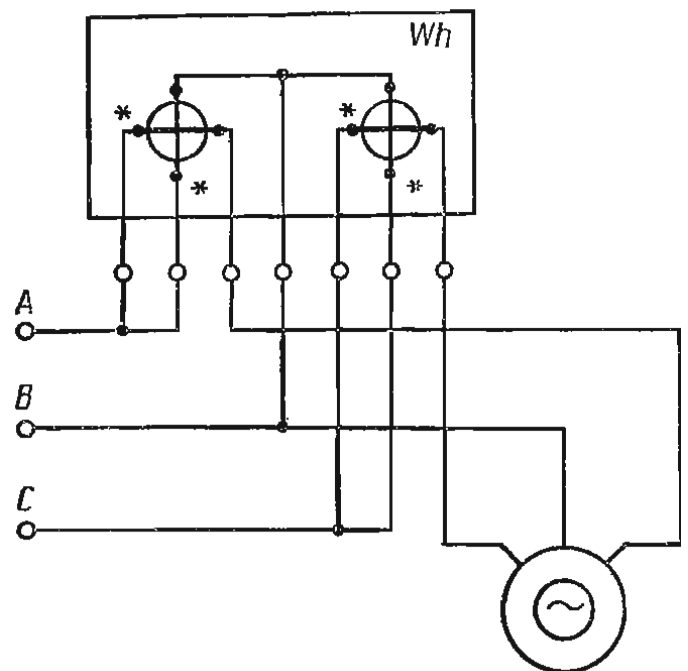


Рис. 10.9

При измерении сопротивлений в зависимости от их значений и необходимой точности измерения применяются различные способы.

Измерение сопротивлений методом амперметра – вольтметра. Метод определения сопротивлений с помощью амперметра и вольтметра является косвенным, так как в этом случае по показаниям приборов I и U , пользуясь законом Ома, находят искомое сопротивление:

$$r_x = U/I. \quad (10.13)$$

При измерении сопротивления этим методом приборы могут быть включены двумя способами (рис. 10.10), причем и в том, и в другом случае результаты не будут точными, если не ввести соответствующие поправки.

Когда на схеме рис. 10.10 переключатель находится в положении 1, ошибка в определении сопротивления r_x обуславливается тем, что вольтметр измеряет не только напряжение на сопротивлении, но и потерю напряжения в сопротивлении амперметра r_A . Когда измеряемое сопротивление значительно больше сопротивления амперметра ($r_x \gg r_A$), тогда падением напряжения в сопротивлении r_A можно пренебречь и вычислять искомое сопротивление непосредственно по показаниям приборов по формуле (10.13). Если же сопротивления r_x и r_A соизмеримы по значению, то для получения более точного результата необходимо пользоваться формулой

$$r_x = \frac{U - Ir_A}{I} = \frac{U}{I} - r_A. \quad (10.14)$$

Когда на схеме рис. 10.10 переключатель находится в положении 2, ошибка в определении сопротивления r_x обуславливается тем, что амперметр показывает сумму двух токов, один из которых (I_x) проходит через неизвестное сопротивление r_x , другой (I_U) проходит через вольтметр: $I = I_x + I_U$. Если при этом измеряемое сопротивление значительно меньше сопротивления вольтметра ($r_x \ll r_U$), то током I_U , проходящим через вольтметр, можно пренебречь и искомое сопротивление можно вычислить непосредственно по показаниям приборов, воспользовавшись формулой (10.13). Если же эти сопротивления соизмеримы по значению, то для получения более точного значения r_x пользуются формулой

$$r_x = \frac{U}{I_A - U/r_U}. \quad (10.15)$$

Рассмотренный косвенный метод измерения сопротивлений не всегда удобен, так как требует затрат времени на дополнительные вычисления. Кроме того, он отличается невысокой точностью из-за влияния внутренних сопротивлений приборов.

Измерение сопротивлений омметром. Для непосредственного измерения сопротивлений служат специальные приборы – *омметры*, которые представляют собой комбинацию магнитоэлектрического миллиамперметра и специальной измерительной схемы (рис. 10.11). Шкалу такого

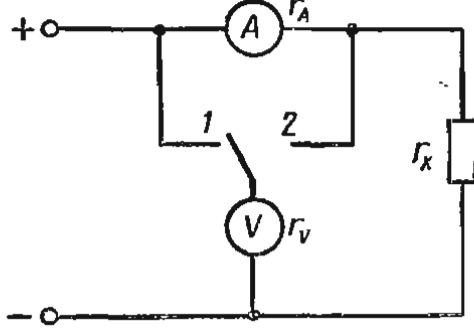


Рис. 10.10

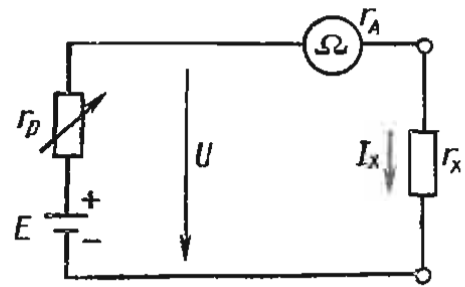


Рис. 10.11

прибора градуируют в омах. На схеме рис. 10.11 последовательно с миллиамперметром r_A включены резистор с сопротивлением r_x , регулируемый добавочный резистор с сопротивлением r_p и источник питания. В этом случае шкала прибора обратная, так как с увеличением измеряемого сопротивления ток в приборе уменьшается:

$$I_x = \frac{U}{r_x + r_A}, \quad (10.16)$$

где U — рабочее напряжение омметра. При неизменном U показание прибора зависит только от измеряемого сопротивления r_x , так как каждому значению r_x соответствует определенное значение тока I_x . Это позволяет шкалу миллиамперметра отградуировать в омах.

Показания омметров зависят от значения э. д. с. источника питания, которая с течением времени уменьшается, что является существенным недостатком этих приборов. Для того чтобы при изменении э. д. с. источника рабочее напряжение U оставалось постоянным, омметры снабжают специальным добавочным сопротивлением r_p , с помощью которого регулируют прибор перед измерением (*регулировка нуля*).

На практике чаще всего применяются омметры, показания которых не зависят от э. д. с. источника питания. В качестве таких омметров используют магнитоэлектрические *логометры* — приборы, у которых отсутствует механическое устройство для создания противодействующего момента. Магнитоэлектрический логометр состоит из двух катушек, закрепленных на одной оси под углом 90° и жестко связанных друг с другом.

Катушки помещены в поле постоянного магнита (рис. 10.12). Токи к ним подводятся от общего источника питания через гибкие проводники, которые практически не создают противодействующего момента. Последовательно с одной из катушек включен постоянный добавочный резистор с сопротивлением r_d , а в цепь другой катушки — резистор с измеряемым сопротивлением r_x . Катушки с последовательно включенными сопротивлениями образуют две параллельные цепи. При этом токи, протекающие через катушки, соответственно равны $I_1 = U/(r_1 + r_x)$ и $I_2 = U/(r_2 + r_d)$, где r_1 и r_2 — соответственно сопротивления катушек.

Под действием токов, протекающих через катушки, создаются два вращающих момента, направленных встречно друг другу и зависящих от положения катушек в пространстве: $M_1 = C_1 I_1 = I_1 F_1(\alpha)$ и $M_2 = C_2 I_2 = I_2 F_2(\alpha)$, где $C_1 = F_1(\alpha)$ и $C_2 = F_2(\alpha)$ — коэффициенты пропорциональности, зависящие от положения катушек в магнитном

поле; α — угол отклонения плоскости катушки I относительно вертикальной оси OO' .

Функции $F_1(\epsilon)$ и $F_2(\alpha)$ зависят от конструктивного выполнения прибора и подбираются таким образом, чтобы обеспечить достаточную чувствительность прибора на всем диапазоне измеряемых значений. Для этого необходимо, чтобы соблюдалось условие $F_1(\alpha) \neq F_2(\alpha)$, так как в противном случае отсутствует зависимость между отклонением подвижной системы прибора и отношением токов. Для обеспечения этого условия воздушный зазор приборов выполняют так, чтобы на всем диапазоне шкалы не было такого положения подвижной системы, при котором катушки находились бы в одинаковых магнитных полях. Это достигается за счет эллипсоидальной формы центрального сердечника (рис. 10.12) и цилиндрической расточки полюсных наконечников.

Под влиянием вращающих моментов подвижная система прибора поворачивается до тех пор, пока не окажется в равновесном состоянии при $M_1 = M_2$ или $I_1 F_1(\alpha) = I_2 F_2(\alpha)$. Отсюда $I_1/I_2 = F_2(\alpha)/F_1(\alpha) = F(\alpha)$, или

$$\alpha = F(I_1/I_2). \quad (10.17)$$

Из (10.17) следует, что отклонение подвижной системы прибора определяется только отношением токов I_1/I_2 . Так как $I_1/I_2 = (r_2 + r_d)/(r_1 + r_x)$, то угол отклонения подвижной системы прибора при неизменных значениях сопротивлений r_1, r_2, r_d зависит только от измеряемого сопротивления r_x и не зависит от напряжения источника питания. Последнее обстоятельство является существенным при использовании логометров в качестве приборов, предназначенных для измерения неэлектрических величин.

В цепях переменного тока применяют логометры электромагнитной и электродинамической систем. Логометры электромагнитной системы используют для измерения частоты, емкости, индуктивности и других величин. Электродинамические логометры применяют для измерения различных величин в цепях переменного тока. В частности, их широко используют в качестве фазометров.

Измерение сопротивлений мостовым методом. Мостовой метод (рис. 10.13) позволяет наиболее точно измерять сопротивления. В одно из плеч моста включают резистор с сопротивлением r_x , а в другие

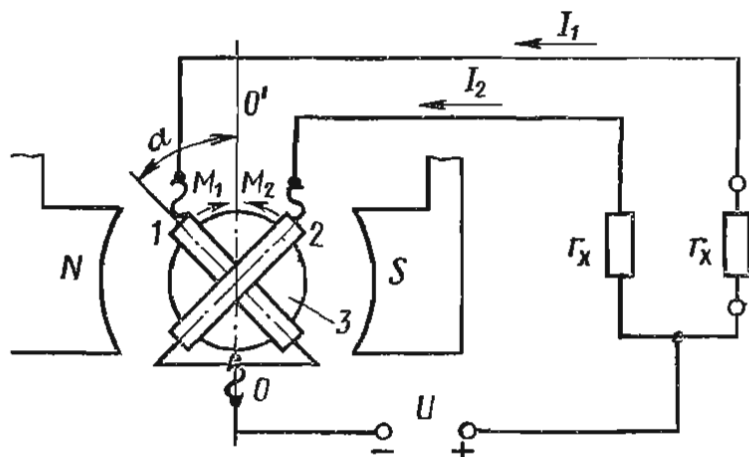


Рис. 10.12

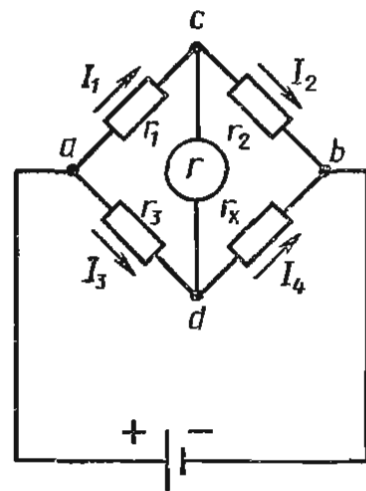


Рис. 10.13

три плеча — регулируемые и известные по значению сопротивления r_1, r_2, r_3 . К точкам моста a и b подключен источник питания постоянного тока, а в диагональ моста между точками c и d включен магнитоэлектрический гальванометр Γ . При измерении сопротивления r_x значения трех других сопротивлений изменяют таким образом, чтобы наступило равновесие моста, при котором ток в цепи гальванометра становится равным нулю. Равновесие моста наступает при условии, когда разность потенциалов между точками c и d равна нулю. Поэтому при равновесном состоянии моста как через плечи ac и cb проходят одинаковые токи: $I_1 = I_2$; так и через плечи ad и db : $I_3 = I_4$. Исходя из этого, для схем на рис. 10.13 можно записать $I_1 r_1 = I_3 r_3, I_2 r_2 = I_4 r_x$. Разделив эти уравнения друг на друга, получим $r_1/r_2 = r_3/r_x$, откуда

$$r_x = r_2 r_3 / r_1. \quad (10.18)$$

Наряду с уравновешенными мостами для измерения сопротивлений широко применяются *неуравновешенные мосты*, позволяющие более быстро производить измерение сопротивлений (но менее точно, так как их показания зависят от стабильности напряжения источника питания). Значение измеряемого сопротивления в этих мостах определяют непосредственно по показаниям прибора. В неуравновешенных мостах часто используют в качестве измерительного прибора магнитоэлектрические логометры, позволяющие повысить точность измерения.

Уравновешивание мостов можно производить вручную или автоматически. Автоматическое уравновешивание применяют в тех случаях, когда необходимо следить за изменением измеряемого сопротивления и управлять его значением.

§ 10.4. Измерение неэлектрических величин электрическими методами

Электрические измерительные приборы, применяемые для измерения неэлектрических величин, имеют большие преимущества по сравнению с неэлектрическими приборами, так как они позволяют как осуществлять дистанционные измерения, так и обеспечивать широкий диапазон чувствительности, а также позволяют измерять параметры различных быстропротекающих процессов.

Для измерения любой неэлектрической величины электрическим методом необходимо иметь *преобразователь* (датчик), преобразующий неэлектрическую величину в электрическую, *измерительный прибор* и *промежуточную цепь*, связывающую датчик с измерительным прибором. Датчики подразделяют на две основные группы: параметрические и генераторные. *Параметрические датчики* преобразуют неэлектрические величины в электрические параметры r, L, C, M, μ . *Генераторные датчики* преобразуют неэлектрические величины в E, U, I, P .

Электрические измерительные приборы, применяемые для измерения неэлектрических величин, градуируют непосредственно в единицах этих величин.

Датчики обычно характеризуют чувствительностью и разрешающей способностью. Под чувствительностью датчика понимают отношение

$$S = \Delta a_{\text{вых}} / \Delta a_{\text{вх}}, \quad (10.19)$$

где $\Delta a_{\text{вых}}$ — изменение значения электрической величины на выходе датчика; $\Delta a_{\text{вх}}$ — изменение значения неэлектрической величины на его входе.

Под разрешающей способностью датчика понимают предел изменения измеряемой неэлектрической величины, в котором погрешность преобразования не превышает допустимого значения.

Из параметрических датчиков наиболее распространенными являются реостатные (датчики сопротивления), емкостные, индуктивные датчики, датчики с терморезисторами, фотоэлектрические датчики, тензорезисторы, а из генераторных датчиков — термоэлектрические (термопары) и индукционные, в которых неэлектрическая величина преобразуется в э. д. с.

Реостатные датчики обычно используют в сочетании с магнитоэлектрическими логометрами. В этих датчиках измеряемая неэлектрическая величина воздействует на движок реостата, изменяя его положение и соответственно сопротивление реостата. Этот прибор может быть применен, например, для измерения уровня жидкости (рис. 10.14), причем шкалу логометра в этом случае можно отградуировать непосредственно в единицах измеряемого уровня.

Для измерения деформаций различных конструкций используют тензорезисторы — датчики, сопротивление которых меняется вследствие изменения их геометрических размеров (рис. 10.15). Такие датчики изготовляют из константановой проволоки диаметром 20—30 мкм, обладающей большим удельным сопротивлением, и наклеиваются непосредственно на ту деталь, деформацию которой необходимо измерить.

Для измерения температур используют различные параметрические и генераторные преобразователи, наибольшее распространение из которых получили термоэлектрические датчики (термопары) и терморезисторы (термисторы). Работа датчиков с термисторами основана на зависимости сопротивления проводников и полупроводников от температуры. Следует отметить, что при измерениях с использованием

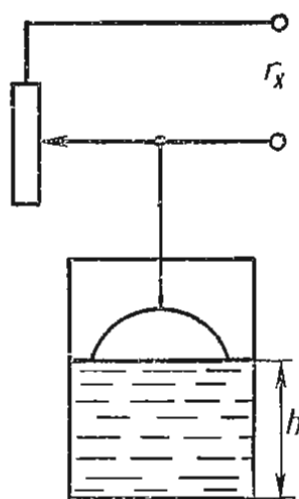


Рис. 10.14

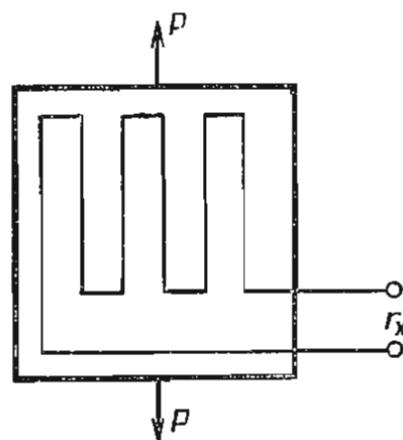


Рис. 10.15

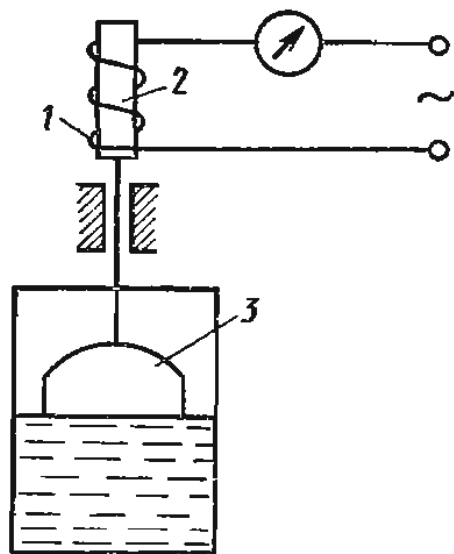


Рис. 10.16

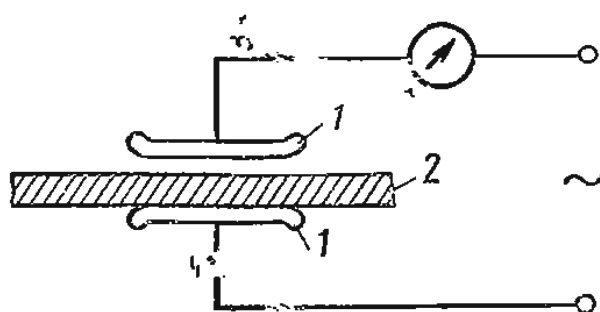


Рис. 10.17

параметрических датчиков всегда требуется вспомогательный источник электрической энергии.

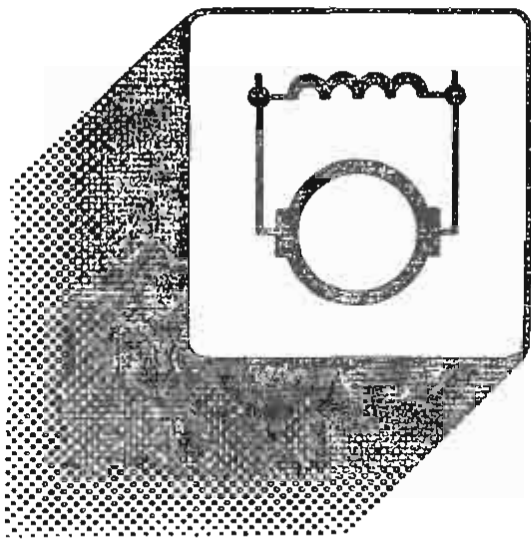
Индуктивные и емкостные датчики применяют, как правило, в сочетании с электромагнитными и электродинамическими логометрами при питании измерительного устройства переменным током.

В качестве примера рассмотрим измерение уровня жидкости индуктивным датчиком (рис. 10.16). Принцип работы прибора основан на изменении индуктивности катушки при перемещении ее сердечника (или изменений воздушного зазора) под действием измеряемой механической величины. Железный сердечник 2 связан с поплавком 3, перемещение которого влияет на индуктивность катушки 1. При изменении индуктивности катушки происходит изменение ее индуктивного сопротивления и тока в ее цепи.

Индуктивные датчики могут быть использованы для измерения как для сравнительно больших, так и достаточно малых перемещений, например для контроля небольших изменений толщины листа при прокатке.

Емкостные датчики применяют для измерения перемещений, толщины диэлектриков, механической силы и т. д. Например, в емкостном датчике при измерении толщины ленты 2 (рис. 10.17) происходит изменение емкости за счет изменения размеров воздушного промежутка между пластинами 1 воздушного конденсатора, вследствие чего изменяется емкостное сопротивление конденсатора и тока в измерительной цепи.

В заключение отметим, что с помощью одного и того же типа датчика можно измерять и контролировать различные неэлектрические величины. Если при измерениях и контроле изменения электрической величины на выходе датчика малы, то необходимо использовать промежуточные усилители.



Раздел 4

ТРАНСФОРМАТОРЫ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Глава 11

ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 11.1. Назначение и принцип действия трансформаторов

Трансформатором называется статическое электромагнитное устройство, имеющее две или большее число индуктивно связанных обмоток и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока.

В цепях переменного тока использование трансформаторов позволяет изменять напряжения, ток, число фаз, частоту. Чаще всего трансформаторы применяются для преобразования переменного тока одного напряжения в переменный ток другого напряжения без изменения частоты, а также для изменения числа фаз. Трансформаторы по назначению подразделяются на три основные группы: силовые, согласующие и импульсные.

Силовые трансформаторы служат для передачи и распределения электрической энергии для различных технологических целей, например сварки (сварочные трансформаторы), а также для электропитания устройств радиоэлектронной аппаратуры, автоматики и вычислительной техники, электробытовых и осветительных приборов.

Электрические станции обычно располагаются вблизи естественных источников энергии и вырабатывают электрическую энергию напряжением 6–20 кВ. Для снижения потерь мощности в линиях электропередачи и уменьшения сечения проводов при передаче электроэнергии на дальние расстояния необходимо, чтобы электроэнергия передавалась при больших напряжениях (110, 150, 220, 330, 500, 750, 1150 кВ). Поэтому на электростанциях устанавливают мощные трансформаторы, повышающие напряжение, причем мощность этих трансформаторов может достигать 1 млн. кВ·А.

Распределение электроэнергии между городами и населенными пунктами, между промышленными предприятиями и учреждениями

городов, а также между цехами предприятий чаще всего осуществляется по воздушным и кабельным линиям при напряжениях 220, 110, 35, 20, 10 и 6 кВ. Следовательно, во всех узлах распределительных сетей необходимо устанавливать трансформаторы, понижающие напряжение. Большинство приемников (потребителей) электроэнергии переменного тока работают при напряжениях 220, 380 и 660 В, поэтому в местах потребления электроэнергии также необходимо устанавливать понижающие трансформаторы. Таким образом, при передаче электроэнергии от электростанций к потребителям она подвергается в трансформаторах многократному преобразованию.

Трансформаторы, предназначенные для согласования напряжений или сопротивлений между каскадами (звеньями) в радиопередающих и радиоприемных устройствах, усилителях и других устройствах, называются *согласующими*. Эти трансформаторы подразделяют на входные, промежуточные и выходные.

Трансформаторы, используемые для передачи импульсов напряжения или тока из одной электрической цепи в другую, называются *импульсными*. Эти трансформаторы имеют широкое применение в импульсной технике.

По исполнению (числу обмоток) трансформаторы подразделяются на одно-, двух- и многообмоточные. К *однообмоточным трансформаторам* относятся автотрансформаторы, у которых между первичной и вторичной обмотками существует не только магнитная, но и электрическая связь. *Двухобмоточные трансформаторы* имеют одну первичную и одну вторичную обмотки, которые электрически изолированы друг от друга. Многообмоточные трансформаторы имеют одну первичную обмотку и несколько вторичных электрически несвязанных обмоток.

В зависимости от числа фаз трансформаторы бывают однофазными и многофазными (в основном трехфазными), причем число фаз первичной обмотки определяется числом фаз источника питания, а число фаз вторичной — назначением трансформатора.

Трансформаторы, предназначенные для повышения напряжения в электрической цепи, называют *повышающими*, а служащие для понижения напряжения — *понижающими*.

На рис. 11.1,а изображена электромагнитная схема однофазного двухобмоточного трансформатора, а на рис. 11.1,б — его условное графическое обозначение. Трансформатор состоит из двух обмоток, первичной 1 и вторичной 3, размещенных на замкнутом ферромагнитном магнитопроводе 2, который для уменьшения потерь от вихревых токов набран из листов электротехнической стали толщиной 0,35–0,5 мм, легированной кремнием. Магнитопровод служит для усиления магнитной связи между обмотками трансформатора, т. е. для уменьшения магнитного сопротивления контура, через который проходит магнитный поток трансформатора. В воздушных трансформаторах малой мощности, применяемых при частотах выше ~ 20 кГц, ферромагнитный магнитопровод отсутствует, так как практически он не может проводить магнитный поток из-за вытеснения его к поверхности магнитопровода.

Обмотка трансформатора 1 (рис. 11.1,а), к которой подводится

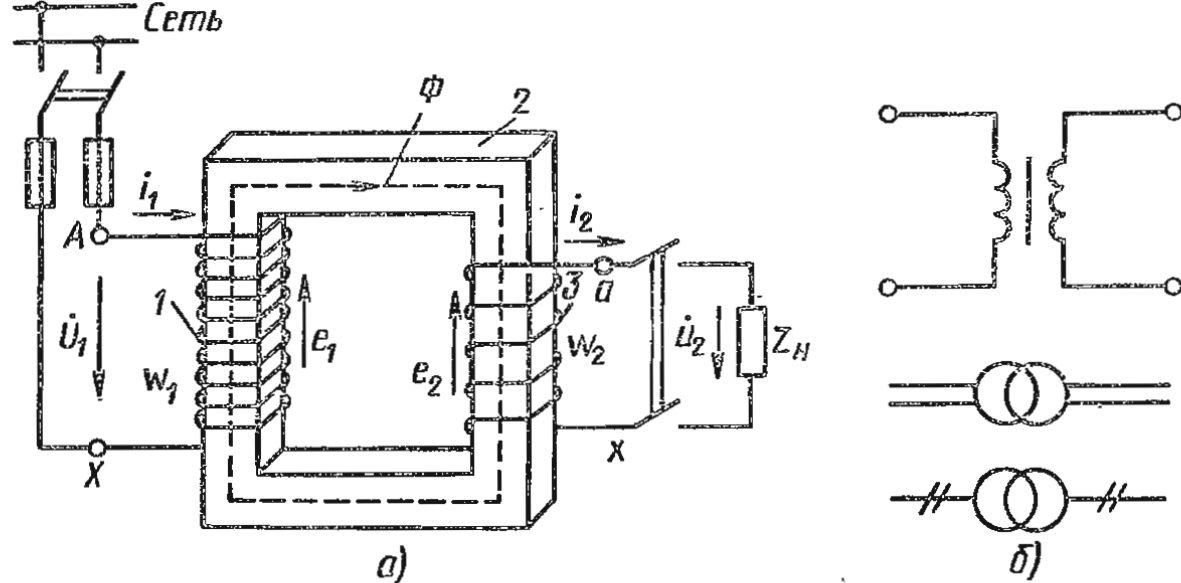


Рис. 11.1

электрическая энергия от источника питания, называется *первичной*. Обмотка 2, от которой отводится энергия к приемнику (нагрузке), называется *вторичной*.

Величины (напряжение, э. д. с., ток, число витков и т. д.), относящиеся к первичной обмотке, называются *первичными*, и их буквенные обозначения снабжаются индексом 1 (например u_1 , e_1 , i_1 , w_1), а величины, относящиеся к вторичной обмотке, называются *вторичными* и имеют индекс 2 (u_2 , e_2 , i_2 , w_2 и т. д.).

Рассмотрим принцип работы трансформатора на примере однофазного двухобмоточного трансформатора, так как рабочие процессы, протекающие в нем, характерны и для других типов трансформаторов. Если первичную обмотку трансформатора подключить к источнику переменного напряжения u_1 , то в ней возникнет ток i_1 , который возбуждает в ферромагнитном магнитопроводе переменный магнитный поток Φ_1 . Магнитный поток, замыкающийся по магнитопроводу, пересекает первичную и вторичную обмотки и индуцирует в них э. д. с. e_1 и e_2 соответственно.

При подключении к зажимам вторичной обмотки нагрузки с сопротивлением Z_H под воздействием э. д. с. e_2 через нее будет протекать переменный ток i_2 и энергия из цепи первичной обмотки будет передаваться в цепь вторичной обмотки за счет переменного магнитного потока Φ_1 . Вторичный ток i_2 образует в сердечнике трансформатора свой собственный магнитный поток Φ_2 , который накладывается на поток первичной обмотки. В результате в магнитопроводе создается общий магнитный поток Φ , который сцепляется с витками обеих обмоток. Этот поток называют *основным* или *рабочим* потоком трансформатора.

Наряду с основным магнитным потоком в трансформаторе существуют переменные магнитные потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$, создаваемые токами его обмоток и замыкающиеся вокруг витков первичной и вторичной обмоток в основном через воздух. Значения этих потоков прямо пропорциональны токам обмоток.

Переменные э. д. с. e_1 и e_2 пропорциональны количеству витков w_1 и w_2 первичной и вторичной обмоток, а также скорости изменения

потока $d\Phi/dt$ (закон Максвелла):

$$e_1 = -w_1 d\Phi/dt; e_2 = -w_2 d\Phi/dt. \quad (11.1)$$

Так как э. д. с. e_1 и e_2 наводятся одним и тем же магнитным потоком, то, согласно (8.6), при синусоидальном напряжении u_1 действующие значения этих э. д. с.

$$E_1 = 4,44fw_1\Phi_m; E_2 = 4,44fw_2\Phi_m. \quad (11.2)$$

Из (11.1) и (11.2) можно получить выражение для коэффициента трансформации трансформатора:

$$k_{12} = e_1/e_2 = E_1/E_2 = w_1/w_2. \quad (11.3)$$

Таким образом, коэффициент трансформации трансформатора есть отношение э. д. с. его обмоток или отношение чисел витков этих обмоток. В паспорте трансформатора обычно указывают отношение номинальных напряжений в режиме холостого хода $U_{1н}/U_{2н}$, которое практически равно отношению э. д. с., так как при разомкнутой вторичной обмотке напряжение, приложенное к первичной обмотке, почти целиком уравнивается ее э. д. с. ($U_1 \approx E_1$), а вторичное напряжение равно вторичной э. д. с. ($U_{20} = E_2$). Поэтому выражение для коэффициента трансформации можно переписать в виде

$$k_{12} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{U_1}{U_{20}} = \frac{U_{1н}}{U_{2н}}. \quad (11.4)$$

Следовательно, коэффициент трансформации равен отношению напряжений на обмотках при холостом ходе трансформатора.

В процессе работы трансформатора в первичной обмотке электрическая энергия, потребляемая им из сети, преобразуется в энергию магнитного поля, а во вторичной обмотке, наоборот, энергия магнитного поля преобразуется в электрическую, отдаваемую затем (в основном) потребителю (нагрузке). Небольшая часть мощности теряется в самом трансформаторе. При номинальном режиме мощность потерь в обмотках и магнитопроводе трансформатора невелика, поэтому трансформаторы обычно имеют высокий к. п. д., достигающий 98–99 %.

Таким образом, в трансформаторе преобразуются только напряжения и токи. Мощность же (из-за малых потерь на нагревание обмоток и магнитопровода трансформатора) практически остается постоянной, т. е. можно считать, что $U_1 I_1 \approx U_2 I_2$. Следовательно,

$$U_1/U_2 \approx I_2/I_1 \approx E_1/E_2 = w_1/w_2 = k_{12}. \quad (11.5)$$

Итак, токи в обмотках трансформатора обратно пропорциональны их напряжениям.

В радиоэлектронике трансформаторы широко используют для согласования сопротивлений между звеньями различной аппаратуры. Если резистор с сопротивлением R подключить через трансформатор к источнику переменного тока, то для цепи источника значение этого сопротивления будет иным, равным

$$r = P_1/I_1^2 \approx P_2/I_1^2 \approx I_2^2 R/I_1^2 \approx k_{12}^2 R, \quad (11.6)$$

где P_1 — мощность, потребляемая трансформатором от источника переменного тока; $P_2 = I_2^2 R$ — мощность, потребляемая от трансформатора сопротивлением R . Из (11.6) следует, что трансформатор «изменяет» значение сопротивления в k_{12}^2 раз.

§ 11.2. Идеализированный трансформатор

Для упрощения исследования процессов, наблюдаемых в трансформаторе, рассмотрим идеализированный трансформатор, у которого отсутствует магнитное поле рассеяния и имеется только один рабочий магнитный поток Φ , замыкающийся через магнитопровод. В таком трансформаторе сопротивления обмоток r_1 и r_2 равны нулю. Переменный рабочий магнитный поток Φ наводит в обмотках трансформатора э. д. с. соответственно

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt}; \quad e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt}. \quad (11.7)$$

Согласно второму закону Кирхгофа, для первичной цепи идеализированного трансформатора имеем

$$U_1 + e_1 = 0, \quad (11.8)$$

откуда $U_1 = -e_1 = w_1 \frac{d\Phi}{dt}$.

Таким образом, в идеализированном трансформаторе напряжение, приложенное к первичной обмотке, уравнивается только индуцированной в этой обмотке э. д. с. Наведенная во вторичной обмотке э. д. с. e_2 численно равна напряжению на сопротивлении нагрузки $Z_n (U_2 = e_2)$, так как $r_2 = 0$. Поэтому коэффициент трансформации идеализированного трансформатора

$$k_{12} = \frac{e_1}{e_2} = \frac{|U_1|}{|U_2|} = \frac{w_1}{w_2}. \quad (11.9)$$

Итак, в идеализированном трансформаторе первичное напряжение u_1 отличается от вторичного напряжения u_2 в k_{12} раз независимо от нагрузки, причем повышение или понижение напряжения происходит без искажения формы кривой, соответствующей первичному напряжению.

Рассмотрим режим холостого хода, когда цепь вторичной обмотки разомкнута и ток $i_2 = 0$. Если при холостом ходе первичное напряжение u_1 синусоидально, то, как и в идеализированной катушке, изменение магнитного потока в магнитопроводе идеализированного трансформатора также синусоидально и его значение определяется приложенным напряжением u_1 , что следует из уравнений (8.8) и (11.7):

$$\Phi = \int \frac{u_1}{w_1} dt = \frac{U_{1m}}{w_1} \int \sin(\omega t) dt = \frac{U_{1m}}{2\pi f w_1} \sin(\omega t - \pi/2) = \Phi_m \sin(\omega t - \pi/2), \quad (11.10)$$

Следовательно, рабочий магнитный поток Φ идеализированного транс-

форматора изменяется синусоидально и отстает по фазе на угол $\pi/2$ от приложенного напряжения u_1 .

Если в уравнении (11.8) мгновенные значения напряжения u_1 и э. д. с. заменить их действующими значениями, то для режима холостого хода его можно записать в комплексной форме:

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = 0, \quad (11.11)$$

где $E_1 = 4,44fw_1\Phi_m$ — действующее значение э. д. с. первичной обмотки трансформатора по формуле (8.6). Из (11.11) следует, что в идеализированном трансформаторе при холостом ходе приложенное напряжение U_1 численно равно э. д. с. E_1 : $U_1 = E_1 = 4,44fw_1\Phi_m$. Поэтому если приложенное к трансформатору напряжение U_1 не изменяется, то магнитный поток Φ_m в магнитопроводе трансформатора постоянен. Если первичное напряжение U_1 при нагрузке идеализированного трансформатора остается неизменным, то E_1 будет такой же, как и при холостом ходе. Таким образом, магнитный поток в магнитопроводе трансформатора зависит исключительно от приложенного напряжения U_1 . При $U_1 = \text{const}$ рабочий магнитный поток как при холостом ходе трансформатора, так и при нагрузке одинаковый, равный суммарному потоку при нагрузке:

$$\Phi_0 = \Phi_1 + \Phi_2, \quad (11.12)$$

где Φ_0 — магнитный поток при холостом ходе трансформатора; Φ_1 и Φ_2 — магнитные потоки, создаваемые токами первичной и вторичной обмоток трансформатора. Уравнение (11.12), записанное в комплексной форме:

$$\dot{\Phi}_{m0} = \dot{\Phi}_{m1} + \dot{\Phi}_{m2}, \quad (11.13)$$

характеризует свойство неизменности магнитного потока трансформатора при переходе его из режима холостого хода к режиму нагрузки. Из этого свойства следует неизменность магнитодвижущей силы (м. д. с.), создающей этот поток, что позволяет записать

$$\dot{F}_0 = \dot{F}_н, \quad (11.14)$$

где $\dot{F}_0 = \sqrt{2}\dot{I}_0w_1$ — м. д. с., создаваемая первичной обмоткой при холостом ходе (при переменном токе оперируют с амплитудами м. д. с., поэтому имеется множитель $\sqrt{2}$); $\dot{F}_н = \sqrt{2}\dot{I}_1w_1 + \sqrt{2}\dot{I}_2w_2$ — суммарная м. д. с., создаваемая первичной и вторичной обмотками трансформатора при нагрузке.

Подставив в (11.14) значения м. д. с. при холостом ходе и при нагрузке, получаем

$$\sqrt{2}\dot{I}_0w_1 = \sqrt{2}\dot{I}_1w_1 + \sqrt{2}\dot{I}_2w_2. \quad (11.15)$$

Уравнение (11.15) описывает магнитное состояние трансформатора и называется *уравнением равновесия магнитодвижущих сил*.

Разделив правую и левую части уравнения (11.15) на $\sqrt{2}w_1$, получаем *уравнение токов*:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \left(-\frac{w_2}{w_1}\dot{I}_2 \right) = \dot{I}_0 + \dot{I}'_2, \quad (11.16)$$

где I_0 — составляющая тока первичной обмотки, равная току холостого хода, которая создает магнитный поток в сердечнике трансформатора; $I'_2 = -I_2(w_2/w_1)$ — составляющая тока первичной обмотки, компенсирующая воздействие на магнитный поток сердечника Φ м. д. с. вторичной обмотки трансформатора, т. е. нагрузочная составляющая тока первичной обмотки. Нагрузочная составляющая I'_2 создает м. д. с. $I'_2 w_1$, равную по значению и противоположную по фазе м. д. с. вторичной обмотки $I_2 w_2$, т. е. компенсирует м. д. с. вторичной обмотки, обуславливая тем самым в сердечнике трансформатора неизменность магнитного потока.

Мощность, создаваемая током I'_2 , равна мощности трансформатора, которую он отдает потребителю:

$$I'_2 E_1 \cos \varphi_2 = I_2 (w_2/w_1) E_2 (w_1/w_2) \cos \varphi_2 = I_2 E_2 \cos \varphi_2.$$

Таким образом, нагрузочная составляющая первичного тока обеспечивает также поступление из электрической сети в трансформатор мощности, которую он затем отдает нагрузке.

На рис. 11.2, а представлена векторная диаграмма идеализированного трансформатора, работающего в режиме холостого хода. Если ферромагнитный сердечник идеализированного трансформатора не насыщен, то ток первичной обмотки прямо пропорционален магнитному потоку. Поэтому ток холостого хода I_0 на диаграмме изображен вектором, совпадающим по фазе с вектором магнитного потока Φ_m . Согласно уравнениям (8.5) векторы э. д. с. \dot{E}_1 , \dot{E}_2 изображены на диаграмме совпадающими по фазе друг с другом и отстающими от магнитного потока Φ_m на угол $\pi/2$, так как они наводятся одним и тем же магнитным потоком. Э. д. с. вторичной обмотки трансформатора определяется по формуле $E_2 = 4,44 f w_2 \Phi_m$.

В соответствии с уравнением (11.11) векторы напряжения \dot{U}_1 и э. д. с. \dot{E}_1 показаны на диаграмме в противофазе. Следует отметить, что на векторных диаграммах трансформатора всегда изображают амплитудное значение магнитного потока Φ_m , так как магнитный поток не имеет действующего значения.

На рис. 11.2, б представлена векторная диаграмма идеализированного трансформатора, работающего под нагрузкой.

Рассмотрим схему замещения идеализированного трансформатора. Связь между электрическими цепями часто осуществляют с помощью трансформаторов. При расчете электрических цепей магнитную связь между первичными и вторичными цепями трансформаторов заменяют электрической, что упрощает анализ таких цепей. Сущность этого метода заключается в том, что при равенстве числа витков вторичной и первичной обмоток будут равны и их э. д. с. ($e'_2 = -e'_1$), поэтому в этом случае электромагнитную связь между обмотками

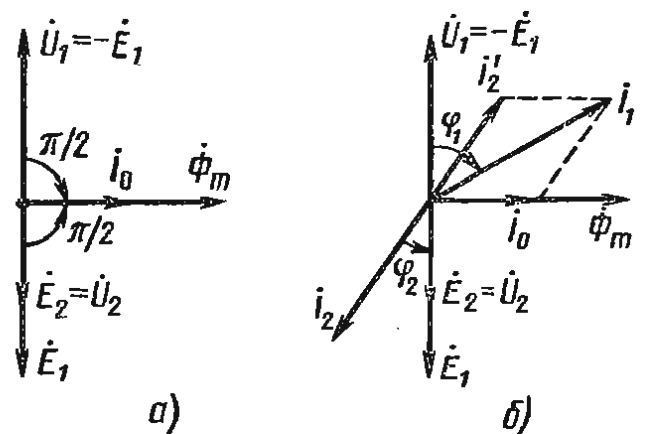


Рис. 11.2

можно заменить чисто электрической связью. В этом деле, если электрически связать цепь нагрузки трансформатора с его первичной обмоткой, предварительно отключив нагрузку от вторичной обмотки, то напряжение на нагрузке станет равным напряжению первичной цепи ($u'_2 = u_1$). Таким образом, при построении схемы замещения реальный трансформатор с $w_1 \neq w_2$ и $k \neq 1$ заменяют эквивалентной электрической схемой (приведенным эквивалентным трансформатором с $w_1 = w'_2$ и $k = 1$). При таком замещении все величины вторичной цепи трансформатора приводят обычно к величинам первичной цепи. При приведении необходимо соблюдать ряд условий, в частности такое, что приведенный трансформатор должен быть эквивалентен в энергетическом отношении реальному трансформатору, т. е. баланс энергии, преобразуемой во вторичной цепи из магнитной в электрическую, реального и приведенного трансформаторов должен быть одним и тем же:

$$e'_2 i'_2 = e_2 i_2,$$

откуда приведенная э. д. с. вторичной обмотки

$$e'_2 = e_2 \frac{i_2}{i'_2} = e_2 \frac{i_2}{-i_2 w_2 / w_1} = -\frac{w_1}{w_2} e_2, \quad (11.17)$$

где $i'_2 = -i_2 w_2 / w_1$ — приведенный ток вторичной обмотки (11.16).

Мощность, отдаваемая трансформатором потребителю в реальном и приведенном трансформаторах, должна быть одинаковой:

$$u'_2 i'_2 = u_2 i_2,$$

откуда приведенное напряжение вторичной обмотки

$$u'_2 = u_2 i_2 / i'_2 = -w_1 u_2 / w_2. \quad (11.18)$$

Магнитодвижущая сила реального и приведенного трансформаторов также должна быть одинаковой, т. е.

$$i'_2 w'_2 = -i_2 w_2,$$

откуда приведенный ток вторичной обмотки

$$i'_2 = -(w_2 / w_1) i_2. \quad (11.19)$$

Падение напряжения на активных сопротивлениях во вторичной цепи реального и приведенного трансформаторов должно быть одним и тем же:

$$i'_2 r'_n = u'_2 = -w_1 u_2 / w_2 = -w_1 i_2 r_n / w_2, \quad (11.20)$$

откуда

$$r'_n = -\frac{w_1}{w_2} r_n \frac{i_2}{i'_2} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 r_n.$$

Приведенное активное сопротивление приемника r'_n можно также определить из равенства мгновенных мощностей, затрачиваемых на нагрев во вторичной цепи приведенного и реального идеализированного трансформаторов: $r'_n (i'_2)^2 = r_n (i_2)^2$, откуда

$$r'_n = \left(\frac{i_2}{i'_2}\right)^2 r_n = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 r_n.$$

Падение напряжения на индуктивной нагрузке идеализированного трансформатора

$$u_2 = u_L = -e_L = L_H \frac{di_2}{dt},$$

откуда индуктивность нагрузки

$$L_H = \frac{u_2}{di_2/dt}.$$

Приведенная индуктивность нагрузки

$$L'_H = \frac{u'_2}{di'_2/dt}.$$

Подставляя в последнее выражение значения u'_2 согласно (11.18) и i'_2 согласно (11.19), получим

$$L'_H = \frac{-w_1 u_2 / w_2}{\frac{d}{dt} \left(-\frac{w_2}{w_1} i_2 \right)} = \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 \frac{u_2}{di_2/dt} = \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 L_H. \quad (11.21)$$

Падение напряжения на емкостной нагрузке идеализированного трансформатора исходя из формулы $i_2 = C_H \frac{du_2}{dt}$ равно $du_2 = \frac{1}{C_H} i_2 dt$, откуда емкость нагрузки

$$C_H = \frac{i_2}{du_2/dt}.$$

Приведенная емкость нагрузки

$$C'_H = \frac{i'_2}{du'_2/dt} = \frac{-w_2 i_2 / w_1}{-\frac{w_1}{w_2} \frac{du_2}{dt}} = \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 \frac{i_2}{du_2/dt} = \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 C_H. \quad (11.22)$$

Величины e'_2 , u'_2 , i'_2 , r'_H , L'_H , C'_H характеризуют электрическую цепь нагрузки вторичной обмотки трансформатора, которая приведена к первичной. Такое приведение позволяет построить схему замещения идеализированного трансформатора в виде, представленном на рис. 11.3. В этой схеме магнитная связь между первичной и вторичной обмотками заменена электрической связью. Схема замещения построена на основании следующих выражений:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}'_2; \dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}'_2; \dot{U}_1 = -\dot{E}_1; \\ \dot{E}_1 &= \dot{I}_0 \underline{Z}_m = \dot{I}_0 (r_m + jX_m), \end{aligned} \quad (11.23)$$

где \underline{Z}_m — параметр, изображающий магнитную цепь и называемый условно *полным сопротивлением контура намагничивания*; r_m — активное сопротивление контура намагничивания, обусловленное потерями на гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе; X_m — индуктивное сопротивление контура намагничивания, обусловленное затратой энергии, идущей на создание основного магнитного потока Φ в магнитопроводе. При этом сопротивления r_m и X_m необходимо выбрать так,

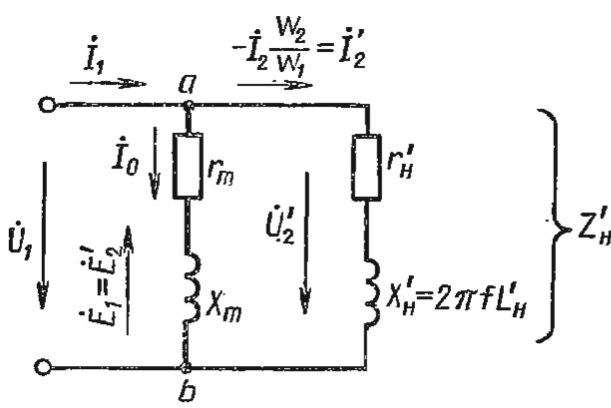


Рис. 11.3

чтобы в режиме холостого хода, когда практически E_1 равна номинальному напряжению U_1 , ток холостого хода

$$I_0 = \dot{E}_1 / (r_m + jX_m) = \dot{E}_1 / Z_m \quad (11.24)$$

т. е. отношение \dot{E}_1 / Z_m было бы равно по модулю действующему значению тока холостого хода, а мощность $I_0 E_1 \cos \varphi_0 = I_0^2 r_m$ была бы равна мощности, забираемой трансформатором из сети при холостом ходе.

На рис. 11.3 участок схемы замещения между точками a и b , через которые проходит ток I_0 , замещает намагничивающий контур трансформатора.

§ 11.3. Реальный трансформатор

При детальном исследовании процессов, наблюдаемых в реальных трансформаторах (рис. 11.4), необходимо учитывать магнитные поля рассеяния и активные сопротивления обмоток трансформатора. На рис. 11.4 изображены магнитные линии полей рассеяния первичной $\Phi_{\sigma 1}$ и вторичной $\Phi_{\sigma 2}$ обмоток. Магнитные линии каждого из этих магнитных потоков рассеяния сцеплены только с витками своей обмотки, т. е. эти магнитные потоки не участвуют в передаче энергии из первичной цепи во вторичную. Однако в каждой из обмоток они наводят э. д. с. соответственно

$$E_{\sigma 1} = 4,44fw_1\Phi_{\sigma 1m}; \quad E_{\sigma 2} = 4,44fw_2\Phi_{\sigma 2m} \quad (11.25)$$

Режим холостого хода трансформатора. При режиме холостого хода первичная обмотка трансформатора подключена к электрической сети, а от вторичной обмотки отключена нагрузка (рис. 11.5). Режим холостого хода ничем не отличается от работы катушки с ферромагнитным сердечником, рассмотренной в гл. 8, поэтому все соотношения и векторная диаграмма справедливы для случая холостого хода трансформатора.

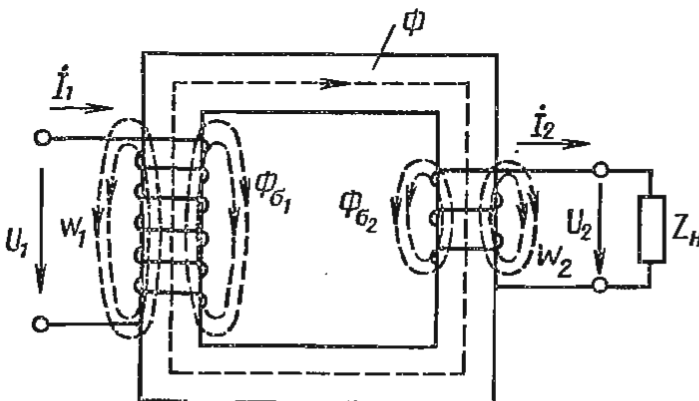


Рис. 11.4

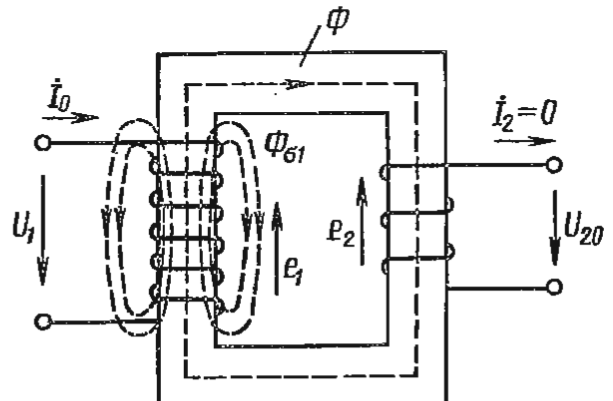


Рис. 11.5

В реальном трансформаторе ток холостого хода I_0 наряду с реактивной составляющей тока I_{0p} , создающей в магнитопроводе трансформатора основной поток Φ , имеет также и активную составляющую I_{0a} , которая обусловлена потерями энергии на гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе. Поэтому ток холостого хода

$$I_0 = I_{0a} + I_{0p} \quad (11.26)$$

Следует отметить, что в трансформаторах при выполнении магнитопровода из листов электротехнической стали толщиной 0,35–0,5 мм и частоте 50 Гц активная составляющая тока холостого хода не превышает 10% от I_0 , вследствие чего I_{0a} не оказывает заметного влияния на значение тока холостого хода.

При прохождении тока I_0 кроме основного магнитного потока Φ в магнитопроводе первичной обмотки наводится поток рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$.

Поток $\Phi_{\sigma 1}$ индуцирует в первичной обмотке трансформатора э. д. с. рассеяния $E_{\sigma 1}$. Так как поток рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ замыкается в основном, по воздуху, то он пропорционален м. д. с. первичной обмотки или первичному току, поэтому $E_{\sigma 1} = I_0 X_1$, где X_1 — индуктивное сопротивление первичной обмотки трансформатора, обусловленное потоком рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$. Так как вектор $\dot{E}_{\sigma 1}$ отстает от потока и тока на угол $\pi/2$, то для э. д. с. можно записать

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -jI_0 X_1. \quad (11.27)$$

В реальном трансформаторе первичная обмотка обладает активным сопротивлением r_1 , на котором при прохождении тока I_0 имеется падение напряжения $I_0 r_1$, поэтому, согласно второму закону Кирхгофа, уравнение трансформатора для первичной цепи при холостом ходе имеет вид

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1} = I_0 r_1, \quad (11.28)$$

откуда

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + I_0 r_1 + jI_0 X_1, \quad \text{или} \quad (11.29)$$

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{E}_0 Z_1, \quad (11.30)$$

где $Z_1 = r_1 + jX_1$ — комплексное значение полного сопротивления первичной обмотки трансформатора; $Z_1 = \sqrt{r_1^2 + X_1^2}$ — модуль полного сопротивления первичной обмотки трансформатора.

На основании уравнений (11.26) и (11.29) можно построить векторную диаграмму (рис. 11.6, а) и схему замещения (рис. 11.6, б) реального трансформатора в режиме холостого хода. Построение векторной

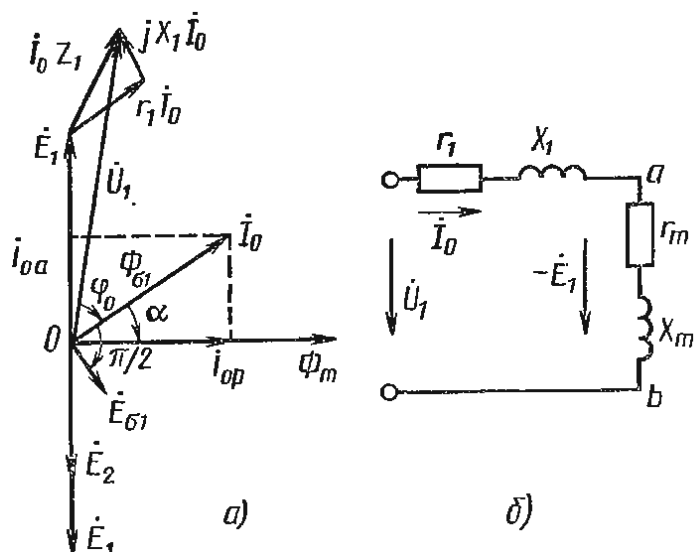


Рис. 11.6

диаграммы удобно начать с максимального вектора основного потока $\dot{\Phi}_m$. Если основной магнитный поток изменяется по синусоидальному закону, то и наводимые им э. д. с. \dot{E}_1 и \dot{E}_2 отстают от потока $\dot{\Phi}_m$ на угол $\pi/2$. Построение вектора холостого хода \dot{I}_0 производят из точки O согласно уравнению (11.26), причем реактивная составляющая I_{0p} совпадает по направлению с создаваемым ею потоком $\dot{\Phi}_m$, а активная составляющая \dot{I}_{0a} опережает поток $\dot{\Phi}_m$ на угол $\pi/2$. Вектор тока \dot{I}_0 опережает вектор магнитного потока $\dot{\Phi}_m$ на угол α , который зависит от потерь в ферромагнитном сердечнике трансформатора на гистерезис и вихревые токи, т. е. от так называемых *потерь в стали*. Практически угол $\alpha = 5 \div 10^\circ$.

Вектор потока рассеяния первичной обмотки $\dot{\Phi}_{\sigma 1}$ откладывают из точки O в направлении тока \dot{I}_0 , а вектор индуцируемой этим потоком рассеяния э. д. с. $\dot{E}_{\sigma 1}$ отстает от него на угол $\pi/2$.

Согласно уравнению (11.29), из точки O строят вектор приложенного напряжения \dot{U}_1 , который представляет собой сумму трех векторов.

В реальных силовых трансформаторах, за исключением самых мало-мощных, падение напряжения в первичной обмотке $I_1 Z_1$ при полной нагрузке составляет несколько процентов от первичного напряжения U_1 . Так как ток холостого хода I_0 для трансформаторов [за исключением маломощных (до 1 кВ·А)] составляет 3–10% от номинального первичного тока I_1 , то значение падения напряжения в первичной обмотке при холостом ходе $I_0 Z_1$ очень мало и составляет десятые доли процента от \dot{U}_1 . Поэтому первичное напряжение \dot{U}_1 при холостом ходе трансформатора практически можно считать равным э. д. с. \dot{E}_1 , но противоположным ей по фазе [см. (11.30)]. Во вторичной же обмотке при холостом ходе из-за отсутствия в ней тока $\dot{U}_{20} = \dot{E}_2$.

Следовательно, при холостом ходе первичное и вторичное напряжения практически равны по значению соответствующим э. д. с. и коэффициент трансформации можно с достаточной степенью точности определить как отношение напряжений на зажимах обмоток трансформатора при холостом ходе:

$$k_{12} = w_1/w_2 = E_1/E_2 = U_1/U_{20}. \quad (11.31)$$

Величину $-\dot{E}_1$ в уравнении (11.30) можно представить в виде произведения тока холостого хода и сопротивления контура намагничивания \underline{Z}_m : $-\dot{E}_1 = \dot{I}_0 \underline{Z}_m$.

Так как ток \dot{I}_0 отстает по фазе от напряжения $-\dot{E}_1$, то сопротивление \underline{Z}_m должно иметь как активную r_m , так индуктивную X_m составляющие: $\underline{Z}_m = r_m + jX_m$. Учитывая это, уравнение (11.30) можно записать в виде

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_0 \underline{Z}_m + \dot{I}_0 \underline{Z}_1, \text{ или}$$

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_0 r_m + j\dot{I}_0 X_m + \dot{I}_0 r_1 + j\dot{I}_0 X_1 = \dot{I}_0 (r_m + r_1) + j\dot{I}_0 (X_m + X_1). \quad (11.32)$$

Согласно уравнению (11.32), схему замещения трансформатора можно представить в виде, показанном на рис. 11.6, б. Участок схемы замещения, находящийся между точками a и b , через который проходит ток I_0 , называют *намагничивающим контуром*. Энергия, выделяемая на этом участке в сопротивлениях X_m и r_m , затрачивается на создание основного магнитного потока в магнитопроводе трансформатора и на компенсацию

активных потерь, возникающих в магнитопроводе за счет гистерезиса и вихревых токов.

Входное сопротивление трансформатора при холостом ходе является суммой сопротивлений $\underline{Z}_m = r_m + jX_m$ и $\underline{Z}_1 = r_1 + jX_1$. Мощность, потребляемая трансформатором из электрической сети при холостом ходе, затрачивается на компенсацию потерь в магнитопроводе и в проводниках первичной обмотки $I_0^2 r_1$ (электрические потери).

Если электрические потери $I_1^2 r_1$ в первичной обмотке и $I_2^2 r_2$ во вторичной обмотке нагруженного трансформатора составляют 3–0,5% от его номинальной мощности (с ростом мощности трансформатора эти потери снижаются в процентном отношении), то при холостом ходе из-за того, что ток I_0 невелик и сопротивление r_1 сравнительно мало, электрические потери по сравнению с потерями в стали оказываются небольшими. Исключением являются маломощные трансформаторы с номинальной мощностью ниже 100 В·А. Таким образом, мощность, потребляемая из сети трансформатором при холостом ходе, практически полностью затрачивается на покрытие потерь в стали. Следовательно, на основании испытания трансформатора при разомкнутой цепи вторичной обмотки и номинальном первичном напряжении $U_{1х} = U_{1н}$ (так называемого *опыта холостого хода*) можно определить потери в стали трансформатора.

Измерив мощность P_0 , потребляемую трансформатором при холостом ходе, и ток холостого хода I_0 , можно найти параметры контура намагничивания: r_m , X_m , \underline{Z}_m . Так как при холостом ходе электрическими потерями в первичной обмотке трансформатора $I_0^2 r_1$ обычно пренебрегают и вся мощность, потребляемая трансформатором из электросети, расходуется на компенсацию потерь в стали, то в уравнении (11.32) можно принять, что $r_m + r_1 \approx r_m$ и $X_m + X_1 \approx X_m$ (так как $r_m \gg r_1$ и $X_m \gg X_1$, например, потому, что сопротивление X_m определяется основным потоком трансформатора Φ , а X_1 — потоком рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$, который во много раз меньше Φ). Следовательно, мощность, потребляемая трансформатором при холостом ходе,

$$P_0 = I_0^2 (r_m + r_1) \approx I_0^2 r_m$$

откуда

$$r_m = P_0 / I_0^2. \quad (11.33)$$

Считая $X_m + X_1 \approx X_m$, находим

$$Z_m = U_1 / I_0; \quad X_m = \sqrt{Z_m^2 - r_m^2}. \quad (11.34)$$

Рабочий режим трансформатора. Рассмотрим процессы, протекающие в трансформаторе в рабочем режиме, когда учитываются магнитное поле рассеяния и активное сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора. В нагруженном трансформаторе (см. рис. 11.4) наряду с основным магнитным потоком Φ , индуцирующим э. д. с. \dot{E}_1 в первичной и \dot{E}_2 во вторичной обмотках, потоки рассеяния $\dot{\Phi}_{\sigma 1}$ и $\dot{\Phi}_{\sigma 2}$ индуцируют в первичной и вторичной обмотках э. д. с. рассеяния $\dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_1 X_1$, $\dot{E}_{\sigma 2} = -j\dot{I}_2 X_2$, где X_1 и X_2 — индуктивные сопротивления, обусловленные потоками $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$. С учетом падений напря-

жений в активных сопротивлениях обмоток всех э. д. с., наводимых в них согласно второму закону Кирхгофа, запишем уравнения электрического состояния для первичной и вторичной цепей в комплексной форме:

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1} = \dot{I}_1 r_1; \quad (11.35)$$

$$\dot{E}_2 + \dot{E}_{\sigma 2} = \dot{I}_2 r_2 + \dot{I}_{2-n} Z_n = \dot{I}_2 r_2 + \dot{U}_2, \quad (11.36)$$

где $Z_n = r_n + jX_n$ — сопротивление активно-индуктивной нагрузки, модуль которого $Z_n = \sqrt{r_n^2 + X_n^2}$; $\dot{I}_{2-n} = \dot{U}_2 / Z_n$ — падение напряжения в нагрузке, которое равно вторичному напряжению трансформатора. При замене э. д. с. $\dot{E}_{\sigma 1}$ и $\dot{E}_{\sigma 2}$ падениями напряжений $-j\dot{I}_1 X_1$ и $-j\dot{I}_2 X_2$ уравнения (11.35) и (11.36) примут вид

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 X_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1; \quad (11.37)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 r_2 - j\dot{I}_2 X_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2, \quad (11.38)$$

где $Z_1 = r_1 + jX_1$ — сопротивление первичной обмотки трансформатора, модуль которого $Z_1 = \sqrt{r_1^2 + X_1^2}$; $Z_2 = r_2 + jX_2$ — сопротивление вторичной обмотки трансформатора, модуль которого $Z_2 = \sqrt{r_2^2 + X_2^2}$.

Замена э. д. с. рассеяния падениями напряжений возможна потому, что потоки рассеяния обмоток трансформатора создают индуктивные падения напряжения в обмотках и не участвуют в передаче энергии из первичной обмотки во вторичную.

На практике у трансформаторов магнитные потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$ в десятки раз меньше основного потока Φ и падения напряжений $I_1 r_1$ и $I_2 r_2$ обмоток также малы, поэтому для реального трансформатора первичное напряжение U_1 в основном уравновешивается э. д. с. E_1 : $\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$. Следовательно, для реального нагруженного трансформатора справедливо уравнение магнитодвижущих сил, полученное для идеализированного трансформатора:

$$\begin{aligned} \sqrt{2} \dot{I}_0 w_1 &= \sqrt{2} \dot{I}_1 w_1 + \sqrt{2} \dot{I}_2 w_2, \text{ или} \\ \sqrt{2} \dot{I}_1 w_1 &= (-\sqrt{2} \dot{I}_2 w_2) + \sqrt{2} \dot{I}_0 w_1. \end{aligned} \quad (11.39)$$

Из (11.39) следует, что м. д. с. первичной обмотки компенсирует размагничивающее действие м. д. с. вторичной обмотки и поддерживает неизменным основной поток в магнитопроводе трансформатора.

Уравнение м. д. с. (11.39) преобразуют в уравнение токов:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \left(-\frac{w_2}{w_1} \dot{I}_2 \right) = \dot{I}_0 + \dot{I}'_2. \quad (11.40)$$

Так как ток холостого хода I_0 составляет не более 10% от первичного тока I_1 , то значительная часть тока I_1 идет на компенсацию размагничивающего действия вторичного тока.

Уравнения (11.37), (11.38) и (11.40) позволяют построить векторную диаграмму нагруженного трансформатора, для чего необходимо знать параметры трансформатора r_1, r_2, X_1, X_2, I_0 , коэффициент трансформации k_2 , угол потерь α , а также параметры нагрузки, т. е. ток \dot{I}_2 , напряжение U_2 и $\cos \varphi_2$, характер нагрузки также должен быть известен. На

рис. 11.7 изображена векторная диаграмма при активно-индуктивном характере нагрузки.

Векторную диаграмму для вторичной цепи трансформатора строят согласно уравнению (11.38). Ее построение начинают с вектора амплитудного значения основного магнитного потока $\dot{\Phi}_m$ или с вектора напряжения \dot{U}_2 . Начнем построение с вектора $\dot{\Phi}_m$, расположив его от точки O горизонтально. Затем строим векторы э. д. с. \dot{E}_1 и \dot{E}_2 , которые отстают от потока $\dot{\Phi}_m$ на угол $\pi/2$. При активно-индуктивном характере нагрузки $Z_n = r_n + jX_n$, а вектор тока \dot{I}_2 необходимо откладывать под углом $\psi_2 = \arctg(X_2 + X_n)/(r_2 + r_n)$ в сторону отставания от векторов \dot{I}_2 и \dot{E}_1 . Вектор $\dot{I}_2 r_2$ откладывают параллельно вектору тока \dot{I}_2 , а вектор $j\dot{I}_2 X_2$ — под углом $\pi/2$ в сторону опережения вектора \dot{I}_2 .

Векторы $\dot{I}_2 r_2$ и $j\dot{I}_2 X_2$ — катеты треугольника внутренних падений напряжений вторичной обмотки, гипотенузой которого является вектор $\dot{I}_2 Z_2$. Падения напряжения в сопротивлении нагрузки \dot{U}_2 и в сопротивлении вторичной обмотки $\dot{I}_2 Z_2$ уравнивают э. д. с. \dot{E}_2 .

Векторную диаграмму первичной цепи трансформатора строят аналогичным образом. Вначале откладывают вектор тока \dot{I}_0 , который опережает вектор потока $\dot{\Phi}_m$ на угол потерь α . После этого, зная направление вектора \dot{I}_2 , можно построить вектор $-\dot{I}_2 w_2/w_1$, а затем и вектор \dot{I}_1 , как сумму векторов \dot{I}_0 и $-\dot{I}_2 w_2/w_1$. Затем, зная длину и направление вектора тока \dot{I}_1 , определяют значения и направления векторов $\dot{I}_1 r_1$ и $j\dot{I}_1 X_1$ и строят искомый вектор \dot{U}_1 , как сумму трех составляющих: вектора $-\dot{E}_1$ и векторов падений напряжений в первичной обмотке $\dot{I}_1 r_1$ и $j\dot{I}_1 X_1$.

Следует отметить, что на векторной диаграмме для наглядности длины векторов падений напряжений в обмотках трансформатора и тока холостого хода выбраны существенно большими, чем они есть в реальном трансформаторе. В частности, падения напряжений в обмотках обычно составляют лишь несколько процентов от э. д. с. \dot{E}_1 и \dot{E}_2 .

Из векторной диаграммы рис. 11.7 видно, что при активно-индуктивном характере нагрузки напряжение \dot{U}_2 меньше э. д. с. \dot{E}_2 и что с увеличением тока нагрузки \dot{I}_2 напряжение \dot{U}_2 на зажимах вторичной обмотки уменьшается. Изменение тока нагрузки I_2 сопровождается автоматическим изменением тока I_1 первичной цепи трансформатора. Эту взаимосвязь можно объяснить с помощью уравнения равновесия м. д. с. ($\dot{I}_0 w_1 = \dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2$) или уравнения токов ($\dot{I}_0 = \dot{I}_1 - \frac{w_2}{w_1} \dot{I}_2 = \dot{I}_2 + \dot{I}'_2$). Так как при напряжении сети $U_1 = \text{const}$ результирующая м. д. с. при различных нагрузках практически остается неизменной ($\dot{I}_0 w_1 = \text{const}$ или $I_0 = \text{const}$), то при изменении вторичного тока на ΔI_2 происходит изменение первичного тока на $\Delta I_1 = \Delta I'_2$. Это утверждение спра-

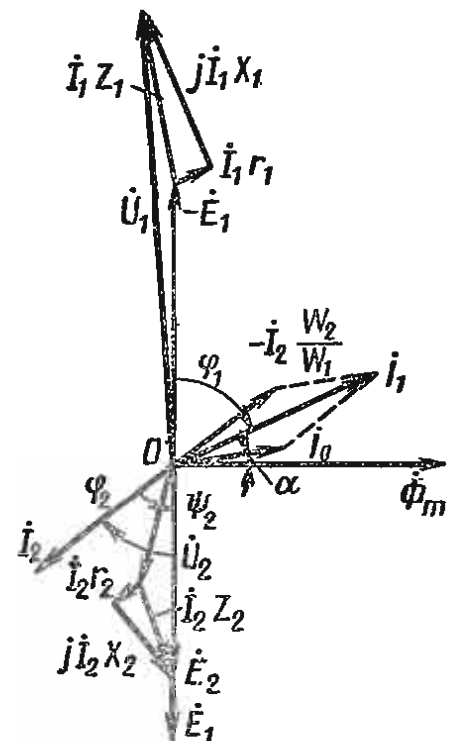


Рис. 11.7

ведливо для нагрузок, при которых токи в обмотках трансформатора не превышают номинальных значений: при изменении нагрузки трансформатора без превышения его номинальной мощности рабочий магнитный поток в магнитопроводе трансформатора остается неизменным, а значит, неизменной оказывается и результирующая м. д. с.

Схема замещения реального трансформатора. Реальный трансформатор отличается от идеализированного тем, что в нем учитываются активные r_1 и r_2 и индуктивные X_1 и X_2 сопротивления, соответствующие первичной и вторичной обмоткам. Учитывая это и используя метод приведения величин вторичной цепи трансформатора к первичным, можно построить схему замещения для реального нагруженного трансформатора, в которой электромагнитная связь между обмотками заменена электрической связью (рис. 11.8). На схеме замещения приведенное активное сопротивление вторичной обмотки определяют из условия, по которому потери в ней при приведении остаются неизменными, т. е.

$$I_2^2 r_2 = (I'_2)^2 r'_2. \quad (11.41)$$

Используя выражения (11.19) и (11.41), находим

$$r'_2 = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 r_2; \quad r'_H = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 r_H. \quad (11.42)$$

Приведенное индуктивное сопротивление вторичной обмотки определяют из условия неизменного фазового сдвига между током и напряжением в этой обмотке:

$$X_2/r_2 = X'_2/r'_2. \quad (11.43)$$

Используя выражения (11.42) и (11.43), получим

$$X'_2 = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 X_2, \quad X'_H = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 X_H. \quad (11.44)$$

На схеме замещения для нагруженного трансформатора рис. 11.8 кроме приведенных величин r'_2 , X'_2 , r'_H , X'_H показано также приведенное напряжение нагрузки \dot{U}'_2 , которое определяется той же формулой, что и при построении схемы замещения идеализированного трансформатора, т. е. $|U'_2| = \frac{w_1}{w_2} U_2$.

Режим короткого замыкания трансформатора. Режим короткого замыкания трансформатора (вторичная обмотка замкнута накоротко, $Z_H = 0$) в эксплуатационных условиях является аварийным, так

как токи во вторичной обмотке превышают в 7–20 раз номинальные, причем эти токи особенно велики для трансформаторов низкого напряжения. Поэтому опыт короткого замыкания для экспериментального определения параметров транс-

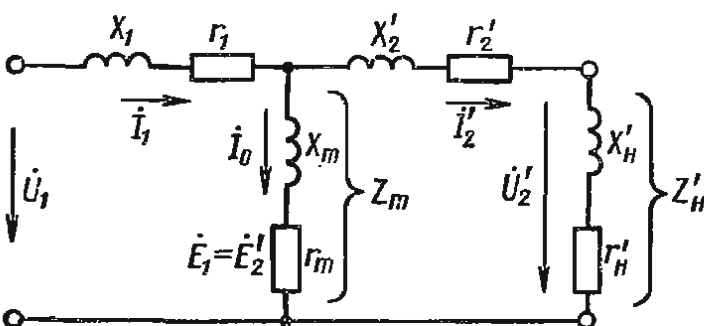


Рис. 11.8

форматора может быть осуществлен при сильно пониженном напряжении первичной обмотки. При опыте короткого замыкания напряжение источника питания понижают с помощью регулятора напряжения до значения $U_{1к}$. Это напряжение должно быть таким, чтобы в обмотках трансформатора проходили номинальные токи I_1 и I_2 , и называется *напряжением короткого замыкания*. Оно выражается в процентах от номинального значения:

$$U_k = (U_{1к}/U_{1н}) 100. \quad (11.45)$$

Напряжение U_k составляет обычно 5—15 % от номинального значения и тем больше, чем выше номинальное напряжение и мощность трансформатора.

Рабочий магнитный поток Φ , замыкающийся через ферромагнитный сердечник трансформатора, зависит от приложенного к первичной обмотке напряжения, а магнитные потери в стали пропорциональны квадрату магнитного потока Φ^2 . Поэтому при опыте короткого замыкания, ввиду того что приложенное напряжение короткого замыкания U_k невелико, магнитный поток в магнитопроводе трансформатора весьма мал и можно считать, что $I_0 \approx 0$. Таким образом, при опыте короткого замыкания потерями в стали и током холостого хода I_0 можно пренебречь. На этом основании можно считать, что вся мощность, потребляемая трансформатором при опыте короткого замыкания, расходуется на покрытие электрических потерь в проводниках обмоток:

$$P_k = I_{1н}^2 r_1 + I_{2н}^2 r_2 = I_{1н}^2 r_1 + (I'_{2н})^2 r'_2. \quad (11.46)$$

Так как при опыте короткого замыкания ток $I_0 \approx 0$, то м. д. с. первичной обмотки будет компенсировать м. д. с. вторичной обмотки и уравнение магнитного равновесия можно записать в следующем виде:

$$\dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 = 0. \quad (11.47)$$

Так как при $I_0 \approx 0$ токи \dot{I}_1 и \dot{I}_2 находятся в противофазе, то геометрическое суммирование можно заменить алгебраическим $I_1 w_1 + I_2 w_2 = 0$, откуда $I_1 = -w_2 I_2 / w_1$, и выражение (11.46) можно переписать в виде

$$P_k = I_{1н}^2 r_1 + (I'_{2н})^2 r'_2 = I_{1н}^2 (r_1 + r'_2) = I_{1к}^2 r_k. \quad (11.48)$$

В этом случае из общей схемы замещения трансформатора исключают контур намагничивания с сопротивлениями r_m и X_m и преобразуют ее в схему, представленную на рис. 11.9, а. Параметры схемы замещения трансформатора при опыте короткого замыкания определяют с помощью следующих соотношений:

$$\begin{aligned} Z_k &= Z_1 + Z'_2 = U_k / I_{1н}; \\ r_k &= r_1 + r'_2 = P_k / I_{1н}^2; \\ X_k &= X_1 + X'_2 = \sqrt{Z_k^2 - r_k^2}. \end{aligned} \quad (11.49)$$

На рис. 11.9, б представлена векторная диаграмма, соответствующая упрощенной схеме замещения приведенного трансформатора при

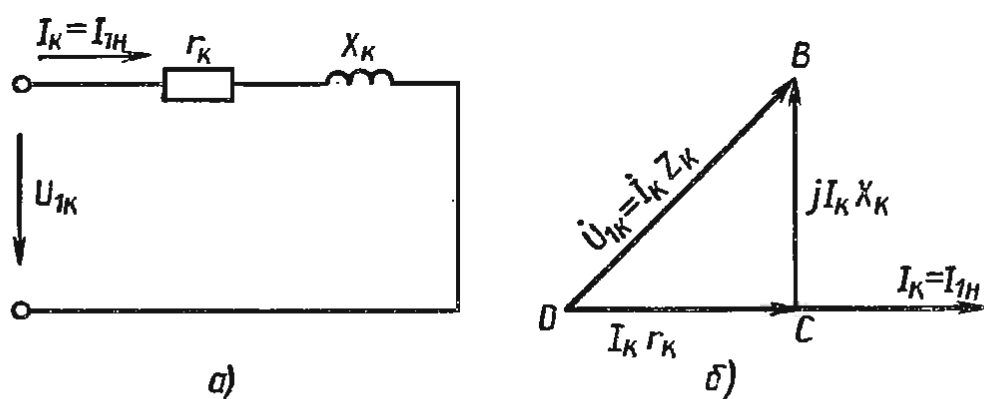


Рис. 11.9

режиме короткого замыкания. Треугольник OBC на этой диаграмме называется *треугольником короткого замыкания* или *характеристическим треугольником*. Его катеты OC и BC называют соответственно активной и реактивной составляющими напряжения короткого замыкания.

В паспорте каждого трансформатора указывают относительное значение напряжения короткого замыкания U_k при номинальном токе в процентах от номинального напряжения. По данным опыта короткого замыкания определяют относительные значения активной $U_{ка}$ и реактивной $U_{кр}$ составляющих напряжения короткого замыкания, а также и само напряжение U_k , %:

$$U_{ка} = \frac{I_{1H} r_k}{U_{1H}} 100 = \frac{P_k}{U_{1H} I_{1H}} 100 = \frac{P_k}{S_{1H}} 100; \quad (11.50)$$

$$U_{кр} = \frac{I_{1H} X_k}{U_{1H}} 100; \quad (11.51)$$

$$U_k = \sqrt{U_{ка}^2 + U_{кр}^2} = \frac{I_{1H} Z_k}{U_{1H}} 100. \quad (11.52)$$

Напряжение короткого замыкания является величиной, важной для практики, так как она позволяет определить изменение вторичного напряжения трансформатора при нагрузке.

§ 11.4. Изменение вторичного напряжения трансформатора при нагрузке и его внешние характеристики

При переходе от режима холостого хода к режиму работы под нагрузкой вторичное напряжение трансформатора изменяется. При постоянном значении первичного напряжения $U_1 = U_{1H} = \text{const}$ разность между вторичными напряжениями в этих режимах называется *процентным изменением вторичного напряжения трансформатора* и равна:

$$\Delta U = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} \cdot 100 = \frac{k_{12} U_{20} - k_{12} U_2}{k_{12} U_{20}} \cdot 100 = \frac{U'_{20} - U'_2}{U'_{20}} \cdot 100. \quad (11.53)$$

Так как при холостом ходе падение напряжения в обмотках трансформатора отсутствует, то $U_1 = U'_{20}$ и тогда при номинальном значении первичного напряжения $U_1 = U_{1н}$

$$\Delta U = \frac{U_{1н} - U'_2}{U_{1н}} \cdot 100. \quad (11.54)$$

На рис. 11.10, б представлена векторная диаграмма, построенная согласно упрощенной схеме замещения (рис. 11.10, а). С помощью этой диаграммы можно найти изменение вторичного напряжения трансформатора при нагрузке. В самом деле, из-за небольшого сдвига фаз между $U_{1н}$ и U'_2 ($\varphi_1 - \varphi_2 = 3 \div 5^\circ$) за модуль вектора $U_{1н}$ можно принять его проекцию (отрезок OC) на направление вектора U'_2 (рис. 11.10, б). Разность между этой проекцией и вектором U'_2 (отрезок OA) равна изменению напряжения $\Delta u = U_1 - U'_2 = OC - OA = AC$. Затем, спроецировав векторы $I_1 r_k$ и $jI_1 X_k$ на направление вектора U'_2 , имеем

$$\Delta U = \overline{AC} = \overline{AB} + \overline{BC} = I_1 r_k \cos \varphi_2 + I_1 X_k \sin \varphi_2.$$

Тогда процентное изменение вторичного напряжения

$$\Delta u = \left(\frac{I_1 r_k}{U_{1н}} \cos \varphi_2 + \frac{I_1 X_k}{U_{1н}} \sin \varphi_2 \right) 100. \quad (11.55)$$

Из этого уравнения следует, что изменение вторичного напряжения пропорционально току нагрузки: $I'_2 \approx I_1$. Вводя коэффициент нагрузки $\beta = I_2/I_{2н} \approx I_1/I_{1н}$, можно получить

$$\Delta u = \frac{I_1}{I_{1н}} \left(\frac{I_{1н} r_k}{U_{1н}} \cos \varphi_2 + \frac{I_{1н} X_k}{U_{1н}} \sin \varphi_2 \right) \cdot 100, \\ \text{или } \Delta u = \beta (u_{ка} \% \cos \varphi_2 + u_{кр} \% \sin \varphi_2), \quad (11.56)$$

т. е. изменение вторичного напряжения пропорционально коэффициенту нагрузки β .

Внешней характеристикой трансформатора называют зависимость вторичного напряжения U_2 от тока нагрузки I_2 при $U_1 = U_{1н} = \text{const}$, $\cos \varphi_2 = \text{const}$ и $f = f_n = \text{const}$. Для построения внешних характеристик используют полученное согласно (11.54) и (11.56) уравнение

$$U'_2 = U_{1н} (1 - \Delta u/100) = U_{1н} [1 - \beta (u_{ка} \cos \varphi_2 + u_{кр} \sin \varphi_2)/100]. \quad (11.57)$$

Из рис. 11.11 видно, что внешние характеристики трансформатора практически прямолинейны, если коэффициент нагрузки находится в пре-

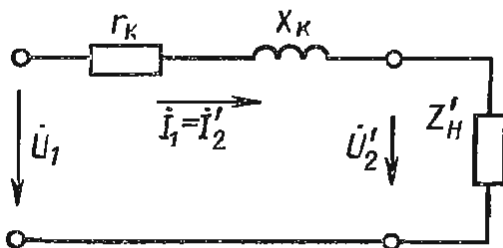


Рис. 11.10

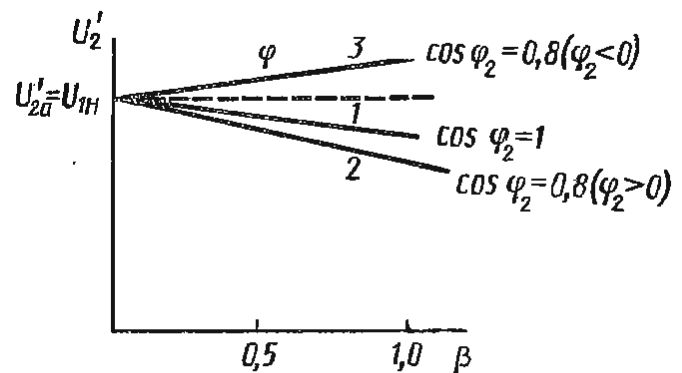


Рис. 11.11

делах от 0 до 1. Кривая 1 соответствует чисто активной нагрузке ($Z_n = r_n$) и $\cos \varphi_2 = 1$, кривая 2 — активно-индуктивной нагрузке ($Z_n = r_n + jX_n$), $\cos \varphi_2 = 0,8$ при $\varphi_2 > 0$, а кривая 3 — активно-емкостной нагрузке ($Z_n = r_n - jX_n$) и $\cos \varphi_2 = 0,8$ при $\varphi_2 < 0$. При $0 < \beta < 1$ напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора изменяется лишь на несколько процентов, обеспечивая практически стабильное напряжение.

§ 11.5. Коэффициент полезного действия трансформатора

Так как при работе трансформатора возникают потери в ферромагнитном сердечнике на гистерезис и вихревые токи, то активная мощность, потребляемая нагруженным трансформатором из сети,

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (11.58)$$

и активная мощность, отдаваемая трансформатором приемнику (нагрузке),

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 \quad (11.59)$$

оказываются неодинаковыми.

Отношение активной мощности P_2 , отдаваемой трансформатором приемнику, к активной мощности P_1 , подведенной к трансформатору из сети, называется его коэффициентом полезного действия (к. п. д.):

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_1 I_1 \cos \varphi_1}. \quad (11.60)$$

Трансформаторы имеют высокие значения к. п. д. (средней и большой мощности 0,95–0,995, малой мощности 0,7–0,9), поэтому их невозможно определять с достаточной степенью точности путем непосредственного измерения мощностей P_1 и P_2 (так как процентная разница этих мощностей обычно сравнима с погрешностью приборов, используемых для измерения). Поэтому на практике почти не применяют прямые методы определения к. п. д. трансформатора. Чаще всего к. п. д. трансформатора определяют косвенным методом, используя данные опытов холостого хода и короткого замыкания, что позволяет получать высокую точность. В этом случае к. п. д. трансформатора определяется по формуле

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - P_c - P_3}{P_1} = 1 - \frac{P_c + P_3}{P_1} = 1 - \frac{P_c + P_3}{P_2 + P_c + P_3}, \quad (11.61)$$

где P_c — потери мощности в стали (постоянные потери); $P_3 = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 = I_1^2 r_1 + (I_2')^2 r_2'$ — электрические потери в обмотках трансформатора (переменные потери).

При постоянных значениях напряжения сети ($U_1 = \text{const}$) и частоты ($f = \text{const}$) значение рабочего магнитного потока Φ_m не зависит от нагрузки, вследствие чего потери в стали при нагрузке равны потерям холостого хода:

$$P_c = P_0 = \text{const}. \quad (11.62)$$

Определяя электрические потери в обмотках трансформатора, считают, что $I_1 \approx I'_2$, поэтому

$$P_3 = I_1^2 r_1 + I_2'^2 r_2' \approx I_2'^2 (r_1 + r_2') = I_2'^2 r_k = \frac{I_2'^2}{I_{2H}^2} I_{2H}^2 r_k = \beta^2 P_k \quad (11.63)$$

где $\beta = I_2/I_{2H}$ — коэффициент нагрузки; P_k — мощность, потребляемая трансформатором при опыте короткого замыкания.

Следовательно, электрические потери в обмотках трансформатора могут быть приняты равными мощности P_k , потребляемой трансформатором в опыте короткого замыкания. Так как активная мощность, потребляемая приемником,

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 = \frac{I_2}{I_{2H}} U_2 I_{2H} \cos \varphi_2 = \beta S_H \cos \varphi_2, \quad (11.64)$$

то, подставляя полученные значения для P_c , P_k , P_2 в (11.61), получаем

$$\eta = 1 - \frac{\beta^2 P_k + P_0}{\beta S_H \cos \varphi_2 + \beta^2 P_k + P_0}. \quad (11.65)$$

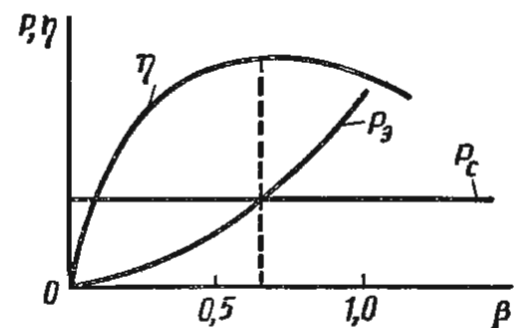
Формула (11.65) рекомендуется для определения к. п. д. трансформатора.

На рис. 11.12 показана зависимость к. п. д. трансформатора от коэффициента нагрузки β . Так как при заданном значении $\cos \varphi_2$ переменной величиной в формуле (11.65) является только коэффициент нагрузки β , то можно определить, при каком значении этого коэффициента к. п. д. трансформатора имеет максимальное значение. Для этого необходимо взять первую производную $d\eta/d\beta$ от (11.65), затем, приравняв ее нулю, найти экстремум. Получаем, что к. п. д. достигает максимального значения, когда

$$P_0 = \beta_{opt}^2 P_k, \text{ или } \beta_{opt} = \sqrt{P_0/P_k}. \quad (11.66)$$

Таким образом, к. п. д. трансформатора достигает максимального значения при такой нагрузке, когда потери в стали равны электрическим потерям в проводниках обмоток, т. е. при условии равенства постоянных и переменных потерь: $P_c = P_3$.

Силовые трансформаторы в период эксплуатации значительную часть времени оказываются загруженными не полностью, вследствие чего при проектировании трансформаторы рассчитываются таким образом, чтобы максимум к. п. д. соответствовал их средней нагрузке, которая составляет для силовых трансформаторов распределительных сетей $(0,5 \div 0,7) P_{2H}$. Поэтому оптимальный коэффициент нагрузки для силовых трансформаторов, выпускаемых промышленностью,



$$\beta_{opt} = \sqrt{P_0/P_k} \approx 0,7 \div 0,5.$$

Рис. 11.12

Трансформаторы малой мощности, работающие, как правило, на постоянную нагрузку, проектируют так, чтобы $P_0 = P_k$ и $\beta_{opt} = 1$.

Следует отметить, что трансформаторы имеют высокие значения к. п. д. в значительном диапазоне изменения нагрузки, т. е. при $\beta = 0,4 \div 1,5$.

§ 11.6. Трехфазные трансформаторы

В цепях трехфазного тока для трансформирования электрической энергии переменного тока в большинстве случаев применяются трехфазные трансформаторы, хотя для этой цели могут быть использованы три однофазных трансформатора (если их мощности достаточно велики — более 10000 кВ·А в фазе). Однако применение трехфазных трансформаторов предпочтительнее, так как они меньше по размерам (чем три однофазных) и дешевле.

На рис. 11.13 показан трехфазный трансформатор с трехстержневым магнитопроводом, на каждый стержень которого нанесены первичная и вторичная обмотки соответствующей фазы. Магнитопровод трансформатора имеет три стержня A, B, C равного сечения, которые расположены в одной плоскости, и ярмо D .

Стержнем называют часть магнитной системы, на которой располагаются обмотки трансформатора.

Часть магнитной системы трансформатора, не несущая основных обмоток и служащая для замыкания магнитной цепи, называется ярмом.

Для уменьшения потерь от вихревых токов магнитопроводы собирают из изолированных друг от друга листов электротехнической стали толщиной 0,35—0,5 мм (если частота питающего напряжения 50 Гц). Для высоких частот (более 20 кГц) магнитопроводы выполняют из ферритов.

Обмотки высшего (ВН) и низшего (НН) напряжений каждой из фаз трансформатора размещают на стержне концентрически одна поверх другой. Обычно ближе к стержню располагают обмотку НН. Обмотки изолированы друг от друга и от стержня жесткими цилиндрами, изготовленными из бумаги с последующей пропиткой ее бакелитовым лаком. Обмотки наматываются в одну сторону, каждая из них имеет условное начало и конец.

Принято начала фаз обмоток высшего напряжения обозначать A, B, C , а их концы — X, Y, Z ; начала фаз обмоток низшего напряжения обозначают a, b, c , а концы — x, y, z .

При питании трансформатора от симметричной трехфазной сети в его стержнях возбуждаются магнитные потоки Φ_A, Φ_B и Φ_C , сдвинутые по фазе относительно друг друга на угол 120° . Эти потоки, в свою очередь, индуцируют в фазах обмоток трансформатора симметричные системы э. д. с.: в фазах обмотки высшего напряжения $\dot{E}_A, \dot{E}_B, \dot{E}_C$, в фазах обмотки низшего напряжения $\dot{E}_a, \dot{E}_b, \dot{E}_c$. В симметричных трехфазных системах фазные э. д. с. сдвинуты относительно друг друга на угол 120° .

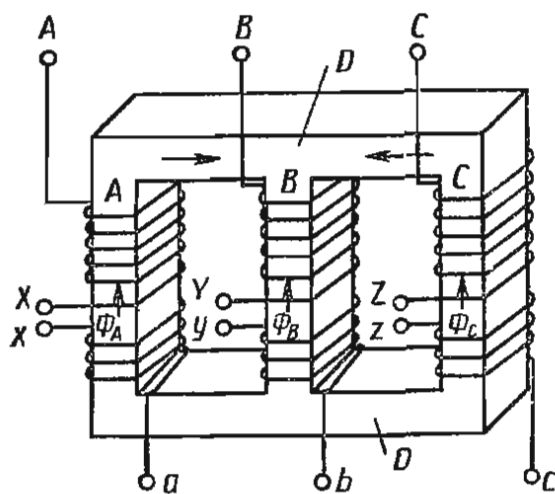


Рис. 11.13

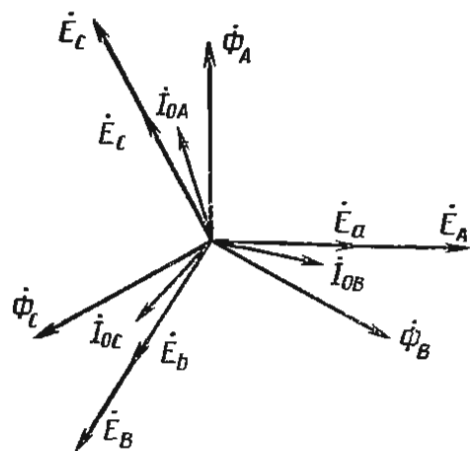


Рис. 11.14

На рис. 11.14 показана векторная диаграмма трехфазного трансформатора в режиме холостого хода. Векторы магнитных потоков в стрержнях Φ_A , Φ_B , Φ_C образуют симметричную звезду, вследствие чего их сумма равна нулю. По этой причине магнитопровод трехфазного трансформатора не имеет четвертого замыкающего стрержня [подобно тому, как нет четвертого (нейтрального) провода в трехфазных цепях при симметричной нагрузке]. Следует иметь в виду, что только при правильном соединении первичной обмотки сумма фазных потоков в трехстержневом магнитопроводе равна нулю. В противном случае результирующий магнитный поток трех фаз не равен нулю и замыкается по воздуху и баку трансформатора (если последний имеет масляное охлаждение).

Симметричный трехстержневой трансформатор имеет небольшую магнитную несимметрию контуров, так как длина магнитной цепи, по которой замыкается поток Φ_B , несколько меньше, чем для потоков Φ_A и Φ_C (см. рис. 11.13).

Небольшая магнитная несимметрия контуров, по которым проходят магнитные потоки отдельных фаз, вызывает несимметрию токов холостого хода этих фаз. Однако несимметрия токов холостого хода существенного значения не имеет, так как при нагрузке ток холостого хода оказывает незначительное влияние на значение токов как в первичной, так и во вторичной обмотке. Следовательно, при симметрии напряжения на фазах первичной обмотки и симметричной нагрузке, подключенной ко вторичной обмотке, все фазы трансформатора находятся в равных условиях и для анализа можно рассматривать работу только одной фазы, считая, что процессы в других фазах аналогичны. Для фазных напряжений и токов при симметричной нагрузке справедливы формулы, полученные для однофазного тока, при подстановке в них фазных напряжений, токов, мощностей.

Фазы первичной и вторичной обмоток трехфазных трансформаторов могут быть соединены звездой, звездой с выведенной нулевой точкой и треугольником. Эти способы соединений условно обозначают соответственно символами Υ , Υ_0 , Δ . Символ способа соединения обмотки высшего напряжения принято писать первым, между символами ставят наклонную черту, например Υ/Δ или Υ/Υ_0 . Наиболее дешевым и простым соединением обмоток трансформатора является

соединение звездой, так как в этом случае каждая из обмоток находится под фазным напряжением. Такое соединение является наиболее предпочтительным для высокого напряжения, ибо в этом случае изоляция обмоток рассчитывается лишь на фазное напряжение; кроме того, при передаче электрической энергии с ростом напряжения уменьшается ток и соединение треугольником становится относительно более дорогим (при этом следует иметь в виду, что соединение треугольником конструктивно удобнее при больших токах).

Соединение Y/Δ наиболее приемлемо для трансформаторов большой мощности в тех случаях, когда на стороне низшего напряжения не требуется соединение звездой с нулевым проводом.

Трехфазные трансформаторы обычно характеризуют двумя коэффициентами трансформации: фазным и линейным. *Фазный коэффициент трансформации* равен отношению числа витков $w_{вн}$ фазы обмотки высшего напряжения к числу витков $w_{нн}$ фазы обмотки низшего напряжения или отношению фазных напряжений этих обмоток при холостом ходе:

$$k_{\phi} = \bar{w}_{вн}/w_{нн} = U_{0\phi.вн}/U_{0\phi.нн}.$$

Линейный коэффициент трансформации равен отношению линейного напряжения обмотки высшего напряжения к линейному напряжению обмотки низшего напряжения при холостом ходе:

$$k_{л} = U_{0л.вн}/U_{0л.нн}.$$

Для соединений Y/Y и Δ/Δ линейный и фазный коэффициенты трансформации равны между собой: $k_{л} = k_{\phi}$; для соединения Y/Δ $k_{л} = \sqrt{3}k_{\phi}$, а для соединения Δ/Y $k_{л} = k_{\phi}/\sqrt{3}$.

Группы соединений обмоток. По группам соединений обмоток трансформаторы подразделяют на основании значения угла α сдвига фаз между линейными высшим и низшим напряжениями. У трансформаторов одной группы сдвиг фаз одинаков. Сдвиг фаз между линейными высшим и низшим напряжениями имеет большое значение при параллельной работе трансформаторов, так как на параллельную работу можно включить трансформаторы только одной группы соединений обмоток, в противном случае возникают уравнительные токи, вызывающие перегрев обмоток.

Для сопоставления относительного положения векторов высшего и низшего линейных напряжений используют положения минутной и часовой стрелок на часовом циферблате: вектор линейного высшего напряжения совмещают с минутной стрелкой и устанавливают на цифру 12, а часовую стрелку совмещают с положением линейного низшего напряжения. Отсчет угла между минутной и часовой стрелками производится по направлению их вращения, и при определении номера группы этот угол делят на 30° .

Так, для однофазного трансформатора, если направление вектора высшего напряжения составляет с направлением вектора низшего напряжения угол $\alpha = 0^{\circ}$, минутная и часовая стрелки будут находиться на цифре 12 (ноль часов), поэтому такое соединение называют группой 0. Если первичная и вторичная обмотки намотаны в одну

сторону и имеют симметричную маркировку зажимов, то также имеем $\alpha = 0^\circ$, т. е. группу 0.

При изменении направления намотки одной из обмоток или при изменении маркировки зажимов одной из них получаем сдвиг фаз $\alpha = 180^\circ$ (рис. 11.16, б), т. е. часовая стрелка совмещена на циферблате с цифрой 6 ($180^\circ/30^\circ = 6$) — группа 6. Следовательно, для однофазного трансформатора возможны две группы соединений: нулевая и шестая.

В трехфазных трансформаторах каждая пара обмоток высшего и низшего напряжения расположена на одном и том же стержне, поэтому фазные э. д. с. могут как совпадать, так и быть противоположными по фазе. Однако в зависимости от схемы соединений первичной и вторичной обмоток этих трансформаторов и порядка соединений их начал и концов можно получить различные группы соединений. Для трехфазных трансформаторов возможны двенадцать групп соединений, однако трехфазные силовые трансформаторы выпускают только двух групп: нулевой и одиннадцатой. Нулевой группе соответствует соединение звезда/звезда с выведенной нулевой точкой (Y/\underline{Y}): одиннадцатой группе соединения — звезда/треугольник (\underline{Y}/Δ) и звезда с выведенной нулевой точкой/треугольник (\underline{Y}/Δ).

§ 11.7. Параллельная работа трансформаторов

Электроснабжение электроприемников значительной мощности целесообразно осуществлять не от одного трансформатора большой мощности, а от группы параллельно включенных на общую нагрузку трансформаторов меньшей мощности, что более рационально и надежно. В этом случае при уменьшении общей нагрузки можно отключать часть трансформаторов, заставляя оставшиеся работать при более экономичном режиме, а при профилактическом ремонте одного из трансформаторов или при аварийном выходе из строя одного из них оставшиеся будут принимать на себя всю нагрузку или, в крайнем случае, ее часть.

При включении трансформаторов на параллельную работу необходимо соблюдать ряд условий:

1. Трансформаторы должны иметь одинаковые номинальные первичные напряжения ($\dot{U}_{1NI} = \dot{U}_{1NII}$) и одинаковые вторичные э. д. с. ($\dot{E}_{2I} = \dot{E}_{2II}$), т. е. равные вторичные напряжения холостого хода.
2. Они должны относиться к одной группе соединений.
3. Напряжения короткого замыкания их должны быть одинаковыми.

§ 11.8. Многообмоточные трансформаторы

Силовые трансформаторы небольшой мощности, применяемые в устройствах радиоэлектроники и автоматики, часто выполняют многообмоточными. Это связано с тем, что некоторые приемники с различ-

ными номинальными напряжениями целесообразно питать от одного трансформатора, например радиолампы, к цепи накала которых необходимо подавать напряжение 6,3 В, а к анодным цепям — 200—300 В.

Все обмотки многообмоточного трансформатора размещают на общем магнитопроводе (как и в двухобмоточном). Первичная обмотка многообмоточного трансформатора является намагничивающей, возбуждающей основной магнитный поток в ферромагнитном сердечнике. Этот поток пронизывает вторичные обмотки и индуцирует в них э. д. с., значение которой пропорционально числу витков обмоток.

На рис. 11.15, а приведена (как частный и наиболее распространенный случай) схема трехобмоточного трансформатора, ко вторичным обмоткам которого подключены приемники с сопротивлениями $Z_{2н}$ и $Z_{3н}$. На рис. 11.15, б показана схема замещения этого трансформатора.

Через вторичные обмотки трехобмоточного трансформатора, когда они включены на сопротивления нагрузки, соответственно протекают токи I_2 и I_3 . Уравнение магнитного состояния для такого трансформатора, содержащее в левой части м. д. с. холостого хода, в правой — сумму м. д. с. его обмоток, имеет вид

$$\dot{I}_0 w_1 = \dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 + \dot{I}_3 w_3, \quad (11.67)$$

откуда

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \frac{w_2}{w_1} \dot{I}_2 - \frac{w_3}{w_1} \dot{I}_3 = \dot{I}_0 + \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3. \quad (11.68)$$

Согласно (11.68), первичный ток трансформатора представляет собой геометрическую сумму тока холостого хода и приведенных токов двух вторичных обмоток. Следовательно, в трехобмоточном трансформаторе производится передача энергии из первичной цепи в две вторичные.

Уравнение электрического состояния первичной обмотки многообмоточного трансформатора имеет вид

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 x_1. \quad (11.69)$$

В отличие от двухобмоточного у трехобмоточного трансформатора помимо потоков рассеяния имеется поток взаимной индукции Φ_s между вторичными обмотками. Этот поток характеризует влияние тока I_2

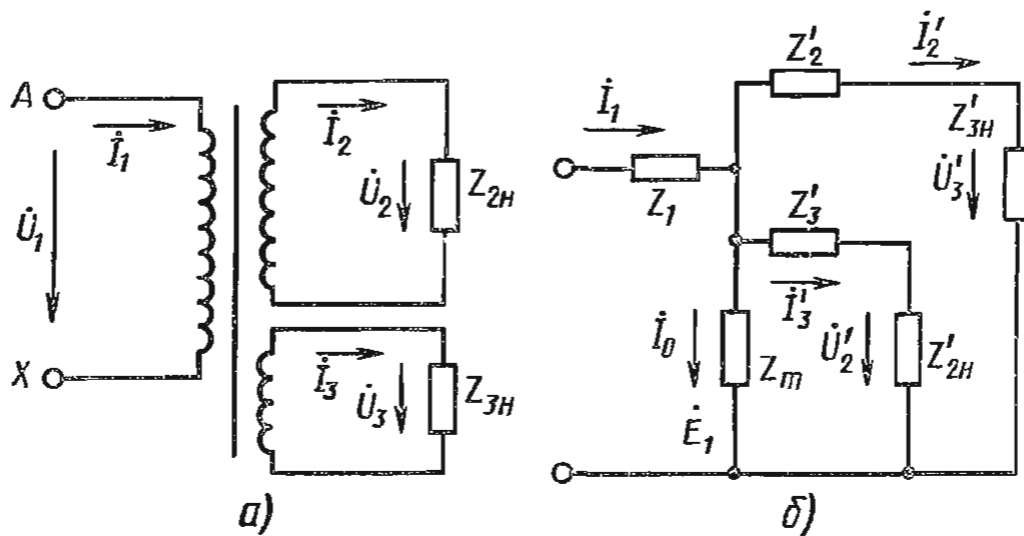


Рис. 11.15

на э. д. с. E_3 в третьей обмотке, а ток I_3 влияет на э. д. с. E_2 во второй обмотке. Чтобы уменьшить взаимное влияние вторичных обмоток, их наматывают на один стержень вместе с первичной, разделяя между собой первичной обмоткой. Обычно многообмоточные трансформаторы проектируют с таким расчетом, чтобы свести на нет взаимное влияние вторичных обмоток.

Уравнение электрического состояния для вторичных обмоток трехобмоточного трансформатора с достаточной степенью точности можно записать так:

$$\begin{aligned} \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 - \dot{I}_2 r_2 - j \dot{I}_2 x_2; \\ \dot{U}_3 &= \dot{E}_3 - \dot{I}_3 r_3 - j \dot{I}_3 x_3. \end{aligned} \quad (11.70)$$

Трехобмоточный трансформатор характеризуется двумя коэффициентами трансформации: $k_{12} = w_1/w_2$ и $k_{13} = w_1/w_3$.

За номинальную мощность многообмоточных трансформаторов принимают полную мощность обмотки, имеющей наибольшую мощность, т. е. мощность первичной обмотки.

§ 11.9. Автотрансформаторы

Автотрансформатор — это трансформатор, две (или более) обмотки которого гальванически связаны так, что имеют общую часть.

Автотрансформаторы бывают однофазными и трехфазными, повышающими и понижающими. Автотрансформатор, у которого вторичная обмотка является частью первичной, является *понижающим*. Если первичная обмотка является частью вторичной, то автотрансформатор — *повышающий*.

Рассмотрим работу однофазного понижающего автотрансформатора (рис. 11.16). Режим холостого хода автотрансформатора ($I_2 = 0$) не отличается от подобного режима двухобмоточного трансформатора. Процесс наведения э. д. с. в витках автотрансформатора такой же, как в двухобмоточном трансформаторе, т. е. в каждом витке обмотки рабочим магнитным потоком Φ_m индуцируется одна и та же э. д. с. $E = 4,44f\Phi_m$. При этом первичная э. д. с. автотрансформатора $E_1 = E_{AX} = 4,44f\Phi_m w_{AX}$, а вторичная — $E_2 = E_{ax} = 4,44f\Phi_m w_{ax}$, или

$$E_2 = E_{ax} = \frac{E_{AX}}{w_{AX}} w_{ax} = \frac{E_{AX}}{k} = \frac{E_1}{k}, \quad (11.71)$$

где $k = E_{AX}/E_{ax} = w_{AX}/w_{ax} = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации; $w_{AX} = w_1$ и $w_{ax} = w_2$ — число витков в обмотке, находящейся соответственно между точками A и X , a и x .

Если пренебречь падением напряжений в обмотках автотрансформатора, которое обычно мало, коэффициент трансформации можно записать в виде $k = E_1/E_2 \approx U_1/U_2$.

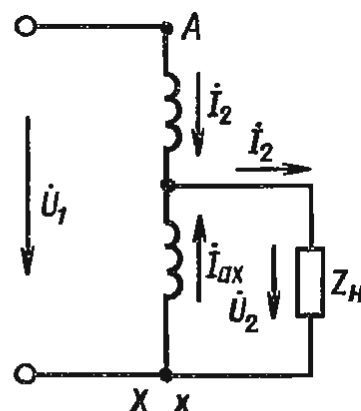


Рис. 11.16

При включении нагрузки Z_n через нее начнет проходить ток I_2 , причем по одной части обмотки автотрансформатора Aa проходит ток I_1 , создавая м. д. с. $I_1(w_1 - w_2)$, а по другой части ax — ток I_{ax} , создающий м. д. с. $I_{ax}w_2$. Следовательно, результирующая м. д. с. I_0w_1 , создающая основной (рабочий) магнитный поток в магнитопроводе автотрансформатора, равна

$$\dot{I}_0w_1 = \dot{I}_1(w_1 - w_2) + \dot{I}_{ax}w_2. \quad (11.72)$$

Если пренебречь током холостого хода I_0 , который очень мал, уравнение (11.72) можно привести к виду

$$\dot{I}_1(w_1 - w_2) = -I_{ax}w_2.$$

Таким образом, м. д. с. $I_{ax}w_2$ направлена навстречу м. д. с. $\dot{I}_1(w_1 - w_2)$, а ток I_{ax} — навстречу току I_1 , т. е.

$$(w_1/w_2 - 1)\dot{I}_1 = -\dot{I}_{ax}. \quad (11.73)$$

Для узла a (рис. 11.16), согласно первому закону Кирхгофа, имеем

$$\dot{I}_{ax} = \dot{I}_2 - \dot{I}_1. \quad (11.74)$$

Подставляя полученное значение \dot{I}_{ax} в (11.73), получим

$$\dot{I}_1w_1 = -\dot{I}_2w_2. \quad (11.75)$$

Перепишав выражение (11.75) для модулей магнитодвижущих сил ($I_1w_1 = I_2w_2$), запишем выражение коэффициента трансформации автотрансформатора через отношение токов:

$$k = w_1/w_2 = I_2/I_1. \quad (11.76)$$

Подставим модуль значения $I_1 = I_2/k$ или $I_2 = I_1k$ в (11.74):

$$I_{ax} = I_2(1 - 1/k) = I_1(k - 1), \quad (11.77)$$

откуда следует, что чем ближе коэффициент трансформации к единице, тем меньше ток I_{ax} в витках $w_2 = w_{ax}$. Поэтому обмотку между зажимами ax можно выполнять из провода меньшего сечения, чем остальная часть обмотки.

Подводимая к автотрансформатору мощность $S_1 = U_1I_1 = E_1I_1$ передается во вторичную цепь двумя способами — электромагнитным путем и за счет электрической связи между первичной и вторичной цепями. Мощность, передаваемая из первичной цепи во вторичную электромагнитным путем,

$$S_{Aa} = E_{Aa}I_1 = (E_1 - E_2)I_1 = E_1I_1(1 - 1/k). \quad (11.78)$$

Эта мощность передается во вторую часть обмотки ax с током I_{ax} , играющую роль вторичной обмотки. В самом деле,

$$S_{ax} = E_2I_{ax} = E_2I_1(k - 1) = E_1I_1(1 - 1/k). \quad (11.79)$$

Из уравнений (11.78) и (11.79) следует, что $S_{Aa} = S_{ax}$, как и следовало ожидать согласно закону сохранения энергии. Кроме того, чем больше коэффициент трансформации, тем большая часть мощности из первичной обмотки передается во вторичную электромагнитным путем (в

двухобмоточных трансформаторах мощность из первичной обмотки во вторичную передается полностью электромагнитным путем). Мощность, передаваемая электромагнитным путем, $S_{эм} = E_1 I_1 \approx E_2 I_2$. Сравнивая эту мощность с $S_{Аа}$, получаем, что сечение ферромагнитного сердечника автотрансформатора может быть меньше в $(1 - 1/k)$ раз сечения сердечника двухобмоточного трансформатора той же мощности.

Мощность, передаваемая из первичной цепи во вторичную за счет электрической связи,

$$S_3 = S_1 - S_{Аа} = E_1 I_1 - E_1 I_1 (1 - 1/k) = E_1 I_1 / k, \quad (11.80)$$

откуда следует, что мощность, передаваемая из первичной цепи во вторичную за счет электрической связи, тем больше, чем меньше коэффициент трансформации, и при $k = 1$ мощность передается полностью гальваническим путем, т. е. непосредственно по проводам.

Электрические потери в двухобмоточном трансформаторе $P_{эл.тр} = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2$. В автотрансформаторе ток I_1 проходит только на участке $Аа$ (рис. 11.16), активное сопротивление которого

$$r_{Аа} = r_1 w_{Аа} / w_{АХ} = r_1 (w_{АХ} - w_{ах}) / w_{АХ}, \quad (11.81)$$

где r_1 — активное сопротивление первичной обмотки двухобмоточного трансформатора. Следовательно, электрические потери автотрансформатора на участке $Аа$

$$P_{эл.Аа} = I_1^2 r_{Аа} = I_1^2 r_1 (1 - 1/k). \quad (11.82)$$

На участке $ах$, играющем роль вторичной обмотки автотрансформатора, электрические потери

$$P_{эл.ах} = I_{ах}^2 r_{ах} = I_2^2 (1 - 1/k)^2 \frac{r_2}{1 - 1/k} = I_2^2 r_2 \left(1 - \frac{1}{k}\right), \quad (11.83)$$

где r_2 — активное сопротивление вторичной обмотки двухобмоточного трансформатора. Выражение (11.83) справедливо, так как $\frac{r_{ах}}{r_2} = \frac{I_2}{I_{ах}} = \frac{I_2}{I_2 (1 - 1/k)} = \frac{1}{1 - 1/k}$, т. е. если сечение провода на участке $ах$ выбрано меньшим по сравнению с сечением провода вторичной обмотки двухобмоточного трансформатора в таком соотношении, в каком находятся токи, проходящие по ним.

Согласно (11.82) и (11.83), суммарные электрические потери в автотрансформаторе

$$P_{эл.атр} = P_{эл.Аа} + P_{эл.ах} = (I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2) (1 - 1/k), \quad (11.84)$$

т. е. меньше, чем в двухобмоточном трансформаторе, причем с уменьшением коэффициента трансформации автотрансформатора эти потери уменьшаются. Поэтому автотрансформаторы, применяемые в энергетике, устройствах автоматики и радиоэлектроники, имеют коэффициент трансформации $k \leq 2 \div 3$. Автотрансформаторы экономически выгоднее обычных трансформаторов с одним и тем же коэффициентом трансформации при условии, если $k \leq 2$. С увеличением коэффициента трансформации преимущества автотрансформаторов уменьшаются.

Автотрансформаторы большой мощности применяют на подстанциях для соединения высоковольтных цепей с различным напряжением, а малой мощности — в устройствах автоматики, радиоэлектроники, бытовой техники, для плавного регулирования напряжения в лабораторных условиях (ЛАТР) и т. д.

Большим недостатком автотрансформаторов является то, что в них первичная цепь соединена электрически со вторичной цепью, вследствие чего их нельзя применять для питания распределительных сетей низкого напряжения от сети высокого напряжения, так как в случае пробоя изоляции автотрансформатора появляется опасность для жизни обслуживающего персонала. Поэтому автотрансформаторы применяются тогда, когда требуется сравнительно небольшое изменение напряжения: при высоких напряжениях $k = 1,5 \div 2$, при низких — $k \leq 3$.

§ 11.10. Измерительные трансформаторы

В цепях переменного тока часто применяют *измерительные трансформаторы* напряжения и тока, с помощью которых измеряют большие напряжения и токи с помощью приборов, рассчитанных на измерение небольших значений этих величин. Кроме того, измерительные трансформаторы позволяют изолировать электроизмерительные приборы цепи от высокого напряжения и тем самым обеспечить безопасность работы обслуживающего персонала.

Трансформаторы напряжения служат для подключения вольтметров, катушек напряжения ваттметров, счетчиков, фазометров и реле, рассчитанных на работу со стандартными приборами напряжением 100 В; их выпускают на различные значения первичного напряжения, достигающего десятков киловольт.

Трансформаторы тока используют для включения амперметров, токовых катушек ваттметров, счетчиков и т. д., рассчитанных на работу со стандартными приборами на ток 1, 2, 3,5; 5 А.

Трансформаторы напряжения. Трансформатор напряжения выполняется как понижающий силовой двухобмоточный трансформатор ($k = w_1/w_2$), на ферромагнитном магнитопроводе которого размещаются первичная и вторичная обмотки.

Схема включения трансформатора напряжения показана на рис. 11.17. Первичная обмотка включена на измеряемое высокое напряжение, к вторичной обмотке, тщательно изолированной от первичной и обязательно заземленной, подключен вольтметр.

Сопротивления катушек приборов, подключаемых к вторичной обмотке трансформатора напряжения, очень большие. Следовательно, трансформатор работает в режиме, равносильном режиму холостого хода (ток во вторичной цепи при включенных приборах весьма мал). Поэтому падения напряжения в обмотках трансформатора незначительны по сравнению с номинальными значениями напряжений $U_{1н}$ и $U_{2н}$, указываемыми в паспорте трансформатора. Следовательно, для трансформаторов напряжения можно считать $U_1 \approx E_1$ и $U_2 \approx E_2$. Коэффици-

$$k = w_1/w_2 \approx U_1/U_2. \quad (11.85)$$

Из (11.85) можно получить с достаточной степенью точности значение первичного напряжения U_1 через измеренное вольтметром вторичное напряжение U_2 :

$$U_1 = U'_2 = U_2 k, \quad (11.86)$$

где k — паспортное значение коэффициента трансформации.

Обычно вольтметры, измеряющие напряжение U_2 , градуируют в значениях измеряемого первичного напряжения U_1 . Погрешности измерения U_1 тем меньше, чем ближе режим работы трансформатора к режиму холостого хода, т. е. чем меньше падение напряжения в обмотках трансформатора.

Для уменьшения погрешностей измерения обмотку трансформатора выполняют с небольшими Z_1 и Z_2 ; магнитопровод изготовляют из материала с большой магнитной проницаемостью значительного поперечного сечения так, чтобы он не оказывался в состоянии насыщения.

Погрешности измерения подразделяются на *погрешность по напряжению*, которая представляет собой отношение разности между показываемым вольтметром напряжением $U_2 k$ и измеряемым U_1 к напряжению U_1 в процентах:

$$\Delta u = \frac{U_2 k - U_1}{U_1} \cdot 100, \quad (11.87)$$

и *угловую погрешность*, определяемую как угол δ_u между векторами \dot{U}_1 и $-\dot{U}'_2$ (рис. 11.18), значение которого наряду с напряжением и током влияет на результаты показаний вольтметров, счетчиков, фазометров и т. д. Угловую погрешность выражают в минутах (20—40 угл. мин) и считают положительной, если вектор $-\dot{U}'_2$ опережает вектор \dot{U}_1 .

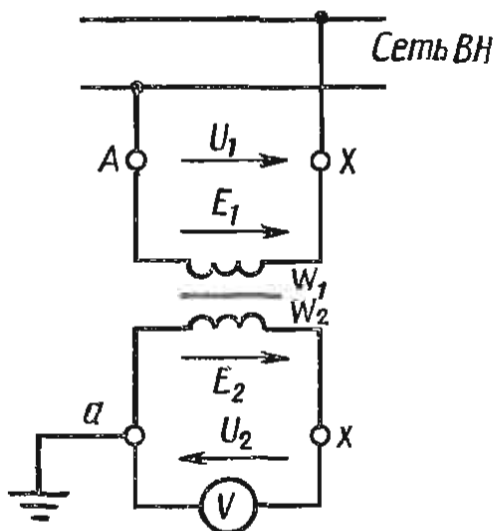


Рис. 11.17

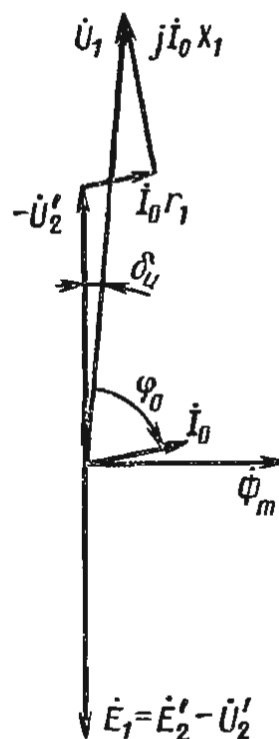


Рис. 11.18

Стационарные трансформаторы напряжения в зависимости от относительной погрешности по напряжению Δu при номинальном напряжении бывают трех классов: 0,5; 1; 3, а лабораторные трансформаторы напряжения – четырех: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5.

Трансформаторы тока. Трансформатор тока, как и силовой двух-обмоточный трансформатор, имеет ферромагнитный сердечник, на котором имеются первичная и вторичная обмотки. На рис. 11.19, а показана схема включения, а на рис. 11.19, б – условное графическое изображение трансформатора тока, причем зажимы первичной обмотки обозначены L_1 и L_2 (линия), а вторичной – I_1 и I_2 (измерение). Трансформатор тока выполняют с $k = w_2/w_1$ (повышающий трансформатор) или с $k = w_2, w_1 = 1$ (проходной трансформатор). У трансформатора тока, выполненного в виде проходного трансформатора, первичная обмотка представляет собой провод, проходящий через окно магнитопровода.

Первичную обмотку трансформатора тока включают в электрическую цепь последовательно с измеряемым объектом, а во вторичную обмотку – последовательно амперметр и токовые цепи других измерительных приборов. Согласно правилам техники безопасности, вторичную обмотку трансформатора заземляют.

Промышленность выпускает трансформаторы тока на токи первичных обмоток в десятки – тысячи ампер. Первичное напряжение U_1 этих трансформаторов колеблется от десятков до сотен милливольт. Э. д. с. E_2 , наводимая во вторичной обмотке трансформатора тока, составляет обычно не более 10 В, чему соответствует небольшой магнитный поток в магнитопроводе, создаваемый м. д. с. $I_0 w_1 = I_1 w_1 + I_2 w_2$, а также небольшой ток холостого хода I_0 (не более 3% от $I_{1н}$). Так как сопротивления измерительных приборов, подключаемых к вторичной обмотке, обычно очень малы, то можно считать, что трансформаторы тока работают в режиме короткого замыкания. Поэтому в трансформаторах тока токи I_1 и I_2 несоизмеримо больше тока холостого хода I_0 . Итак, пренебрегая током I_0 , получим формулу для определения модуля тока первичной обмотки:

$$I_1 = I'_2 = I_2 k. \quad (11.88)$$

Таким образом, определив по показанию амперметра ток I_2 и зная паспортные данные трансформатора (значение k), находят ток I_1 . Если амперметр предназначен для работы с определенным трансформатором тока, то шкалу амперметра градуируют в значениях первичного тока.

При определении мощности с помощью ваттметра, включенного в сеть через трансформатор тока, его показания необходимо умножать на коэффициент трансформации k . Аналогично поступают при определении энергии по счетчику.

В трансформаторах тока из-за наличия тока I_0 токи I'_2 и I_1 не равны между собой. Чем меньше ток I_0 , тем ближе по значению эти токи, так как, согласно уравнению токов, $I_1 = I_0 - I_2/k = I_0 + I'_2$. Это видно и из векторной диаграммы (рис. 11.20), построенной для вторичной цепи трансформатора тока с подключенным амперметром согласно второму

$$\dot{E}_2 = I_2 r_2 + j \dot{I}_2 x_2 + I_2 r_A \quad (11.89)$$

и уравнению токов трансформатора. Чем меньше ток I_0 , тем меньше угол δ_i и тем ближе по значениям токи I_1 и I'_2 . При токе I_0 , равном нулю, угол $\delta_i = 0$ и векторы \dot{I}_1 и \dot{I}'_2 совпадают по фазе, т. е. при этом условии формула (11.88) не дает погрешностей при вычислении тока I_1 . Из-за того, что ток $I_0 \neq 0$, возникают:

погрешность по току (%)

$$\Delta i = [(I_2 k - I_1) / I_1] \cdot 100 \quad (11.90)$$

и угловая погрешность δ_i , равная углу сдвига фаз между векторами \dot{I}_1 и \dot{I}'_2 . Угловая погрешность, как правило, составляет 20–120 угл. мин и считается положительной, если вектор \dot{I}'_2 опережает вектор \dot{I}_1 . Для уменьшения погрешностей измерений необходимо уменьшать I_0 , применяя те же методы, что и в трансформаторах напряжения.

Вторичная обмотка трансформатора тока в отсутствие измерительных приборов должна быть накоротко замкнута специальной перемычкой. При размыкании вторичной цепи трансформатора ток I_1 практически не изменяется и не зависит от тока I_2 , как это имеет место в силовых трансформаторах. Поэтому в трансформаторах тока при размыкании вторичной цепи ток I_1 становится намагничивающим, т. е. $I_1 w_1 = I_0 w_1$. Однако когда вторичная обмотка накоротко замкнута или в нее включены измерительные приборы, м. д. с. $I_0 w_1$ составляет доли процента от $I_1 w_1$. Следовательно, при размыкании вторичной обмотки происходит многократное увеличение м. д. с. трансформатора тока и, как следствие, сильное (в сотни раз) возрастание магнитного потока в ферромагнитном сердечнике. Как следствие, магнитные потери в стали резко увеличиваются, в результате чего сердечник трансформатора может перегреться, а трансформатор — сгореть. Кроме того, может значительно повыситься напряжение (до нескольких сотен или тысяч вольт) на разомкнутых зажимах вторичной обмотки, так как э. д. с. $E_2 = U_{20}$ пропорциональна магнитному потоку.

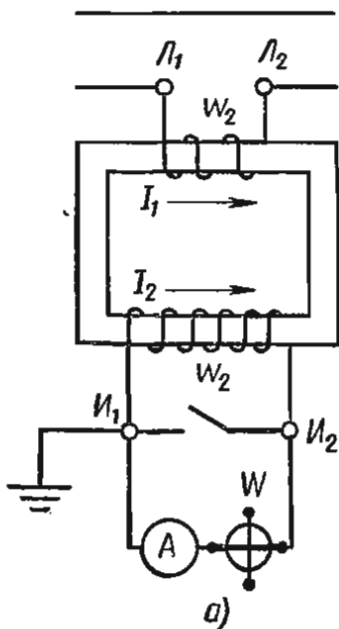


Рис. 11.19

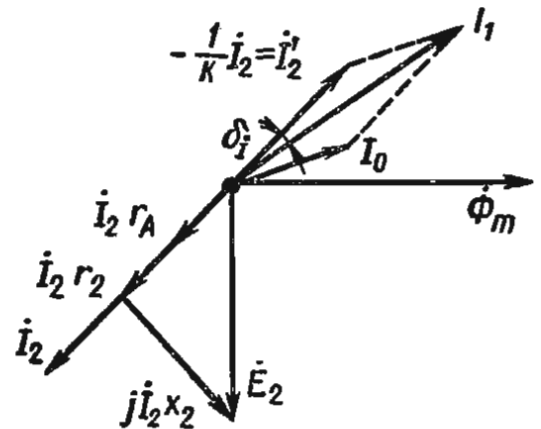
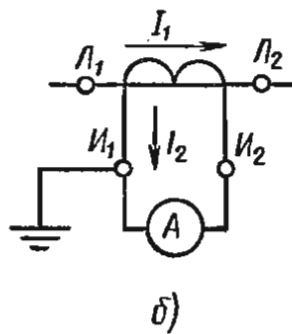


Рис. 11.20

Следовательно, трансформатор тока при разомкнутой вторичной цепи представляет опасность для обслуживающего персонала, а увеличение магнитных потерь в стали и э. д. с. E_2 , вместе взятые, могут привести к пробое изоляции и, как следствие, к короткому замыканию на землю со стороны высокого напряжения.

Глава 12

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

§ 12.1. Общие сведения об электрических машинах

Электрические машины – это электромеханические устройства, которые преобразуют механическую энергию в электрическую или электрическую в механическую. Электрические машины, преобразующие механическую энергию в электрическую, называются *электромашинными генераторами*. Электромашинные генераторы, в частности трехфазные синхронные генераторы, устанавливаются на всех электростанциях, входящих в энергетические системы. Они являются, таким образом, основными источниками электрической энергии.

Электрические машины, преобразующие электрическую энергию в механическую, называются *электрическими двигателями*. Электрические двигатели по установленной мощности являются основными потребителями электрической энергии.

Электрические машины обладают свойством *обратимости*, т. е. одна и та же электрическая машина может работать как в режиме генератора, так и в режиме двигателя. Электрические машины могут быть также *электромагнитным тормозом* или выполнять некоторые специальные функции, например в системах автоматического управления служить *исполнительными двигателями, тахогенераторами, индукционными машинами синхронной связи (сельсинами)*.

Наибольшее распространение в промышленности получили дешевые, простые в изготовлении и обслуживании, долговечные трехфазные *асинхронные двигатели*. Применяются также трехфазные *синхронные двигатели*. Следует отметить, что асинхронные машины применяют, как правило, только в качестве двигателей. Синхронные машины применяются как в качестве двигателей, так и в качестве генераторов. Синхронные генераторы, применяемые на электростанциях, достигают мощности до 1 млн. кВт.

Основным недостатком простых в изготовлении и эксплуатации асинхронных трехфазных двигателей является трудность регулирования их частоты вращения. В тех случаях, когда необходимо по условиям работы двигателя регулировать частоту его вращения в широких пределах, применяют более сложные в изготовлении, но легко регулируемые *электрические двигатели постоянного тока*.

Для расширения возможностей регулирования частоты вращения электрических двигателей переменного тока их снабжают *коллектором*

(коллекторные машины переменного тока). Универсальные коллекторные двигатели, которые могут работать как на постоянном, так и однофазном переменном токе, широко используют в устройствах автоматики и различных электрических бытовых приборах.

Для изменения числа фаз, частоты переменного тока, для преобразования постоянного напряжения в переменное или, наоборот, переменного в постоянное применяют различные электромашинные преобразователи частоты. К таким преобразователям относятся *синхронные преобразователи частоты*, у которых вал синхронного двигателя механически соединен с валом синхронного генератора.

§ 12.2. Вращающееся магнитное поле

Любая электрическая машина состоит из двух основных частей: *статора* (неподвижная часть) и *ротора* (вращающаяся часть). Трехфазные асинхронные и синхронные двигатели имеют на статоре три фазные обмотки, по которым проходят токи, поступающие из трехфазной сети. Эти токи, проходя по обмоткам статора, возбуждают в двигателе вращающееся магнитное поле.

На любое электропроводящее тело или магнит, помещенный в такое поле, действует вращающий момент. Это и положено в основу принципа действия электрических двигателей переменного тока, многих измерительных приборов и аппаратов регулирования и управления.

Вращающееся магнитное поле можно получить с помощью двух одинаковых катушек, питаемых переменным током, если их оси сдвинуты в пространстве относительно друг друга на угол $\pi/2$, а также с помощью трех одинаковых катушек, оси которых сдвинуты в пространстве на угол $2\pi/3$, если питать эти катушки от симметричной трехфазной системы токов. Вектор магнитной индукции каждой катушки (фазы) всегда направлен по ее оси (рис. 12.1, а). Если через катушку пропустить переменный синусоидальный ток, то вдоль оси создается переменное магнитное поле, изменяющееся во времени по синусоидальному закону (рис. 12.1, б). В самом деле, если принять для некоторого момента времени t направление тока таким, как показано на рис. 12.1, а, то согласно правилу правоугового винта магнитный поток и магнитная индукция B

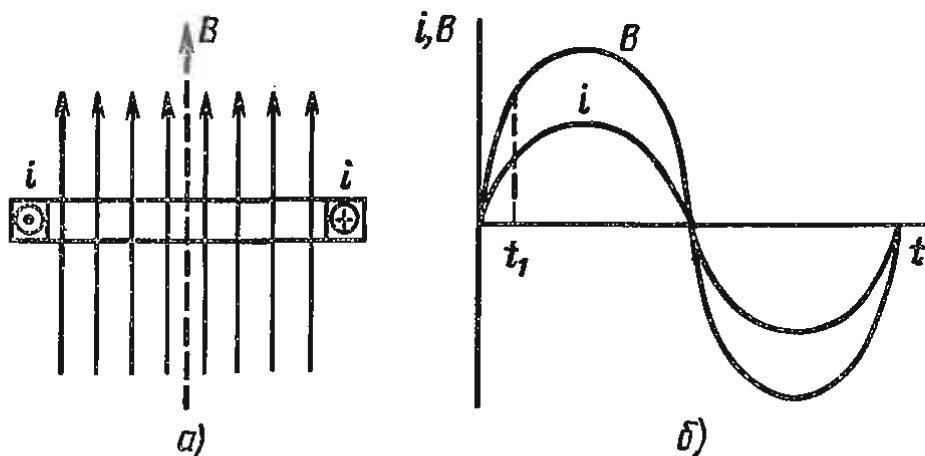


Рис. 12.1

будут направлены вдоль оси катушки так, как это показано на рисунке; индукция B будет изменяться во времени и пространстве по синусоидальному закону $B = B_m \sin \omega t$, если цепь линейна и ток, проходящий через нее, синусоидален (рис. 12.1, б).

Если имеются две одинаковые катушки A и B (рис. 12.2, а), оси которых расположены взаимно перпендикулярно, то вдоль оси каждой катушки образуется переменное магнитное поле. Поля этих катушек накладываются друг на друга, и в активной зоне катушек (в середине устройства) образуется единое результирующее магнитное поле, характеризующееся вектором суммарной магнитной индукции B (рис. 12.2, б). Так как направления магнитных полей катушек взаимно перпендикулярны, то результирующая магнитная индукция $B = \sqrt{B_A^2 + B_B^2}$.

Если индукция магнитного поля в катушке A $B_A = B_m \sin \omega t$, а в катушке B индукция $B_B = B_m \sin(\omega t + \pi/2) = B_m \cos \omega t$, то индукция результирующего магнитного поля $B = B_m \sqrt{\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t} = B_m$.

Таким образом, индукция результирующего магнитного поля системы из двух одинаковых взаимно перпендикулярных катушек, складывающаяся из двух переменных магнитных полей, постоянна и равна B_m . Вектор индукции результирующего магнитного поля $\mathbf{B} = \mathbf{B}_m$ образует с вектором \mathbf{B}_B угол α , который можно определить из соотношения

$$\alpha = \arctg(B_A/B_B) = \arctg(\sin \omega t / \cos \omega t) = \arctg \omega t.$$

Угол $\alpha = \omega t$, образуемый вектором индукции результирующего магнитного поля \mathbf{B} с вектором \mathbf{B}_B , непрерывно изменяется и за время одного периода T поворачивается на угол $\alpha = \omega t = 2\pi T/T = 2\pi$, т. е. имеется вращающееся магнитное поле, получившее название *двухфазного вращающегося магнитного поля*.

Итак, магнитное поле, вектор магнитной индукции которого вращается в пространстве, называется вращающимся магнитным полем. Вращающееся магнитное поле, у которого вектор магнитной индукции не изменяется по величине и вращается с постоянной угловой скоростью, называется *круговым*. Так, двухфазное вращающееся магнитное поле является круговым.

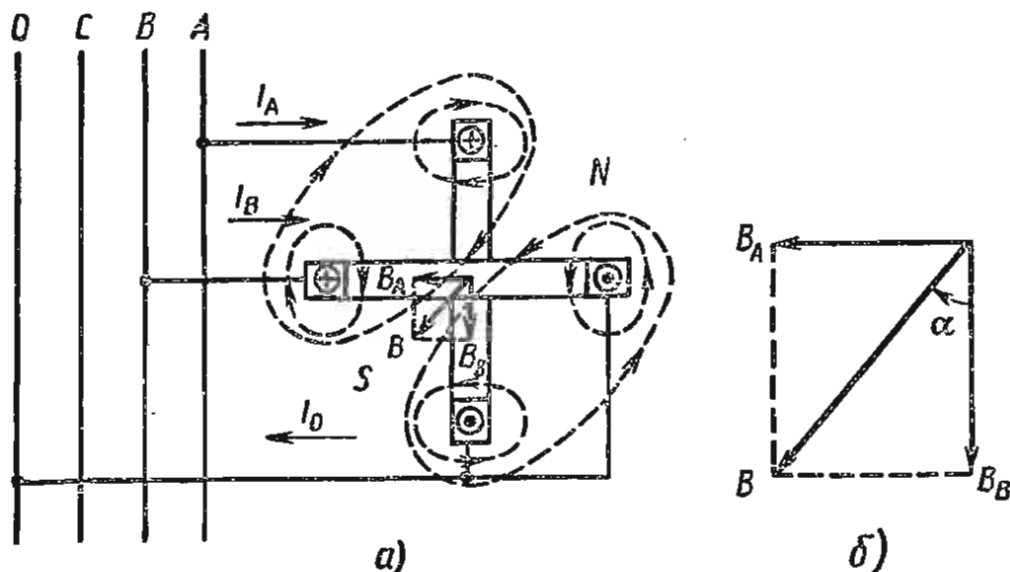


Рис. 12.2

Если система катушек образует одну пару полюсов $p = 1$ (один северный и один южный полюс, рис. 12.2, а), т. е. двухполюсное магнитное поле, то поле делает полный оборот за время одного периода T , а угловая частота

$$\omega = 2\pi/T = 2\pi f. \quad (12.1)$$

При частоте переменного тока f частота вращения поля (в оборотах в минуту)

$$n_0 = 60f. \quad (12.2)$$

Из (12.2) следует, что частота вращения поля двухполюсных магнитных катушек, включаемых в промышленную сеть с частотой $f = 50$ Гц, $n_0 = 60f = 3000$ об/мин.

Рассмотрим трехфазную систему. Для этого возьмем три катушки, через которые проходят три тока, и разместим их в пространстве под углом 120° относительно друг друга (рис. 12.3, а).

Если принять направление токов в сечении катушек такими, как показано на рисунке (крестик — ток направлен от наблюдателя, точка — к наблюдателю), то в соответствии с правилом правого винта магнитный поток и магнитная индукция каждой из катушек направлены вдоль осей (указано стрелками). Вдоль оси каждой из катушек образуется свое переменное магнитное поле. Эти поля, накладываясь, создают в активной зоне катушек единое результирующее поле, характеризующееся вектором суммарной магнитной индукции \mathbf{B} . На рис. 12.3, б представлены графики мгновенных значений токов в фазах (катушках) трехфазной системы.

На рис. 12.3, в показаны последовательно пять моментов времени, для которых построены векторы магнитной индукции каждой фазы и вектор результирующего поля. В момент t_1 ток в катушке А равен нулю

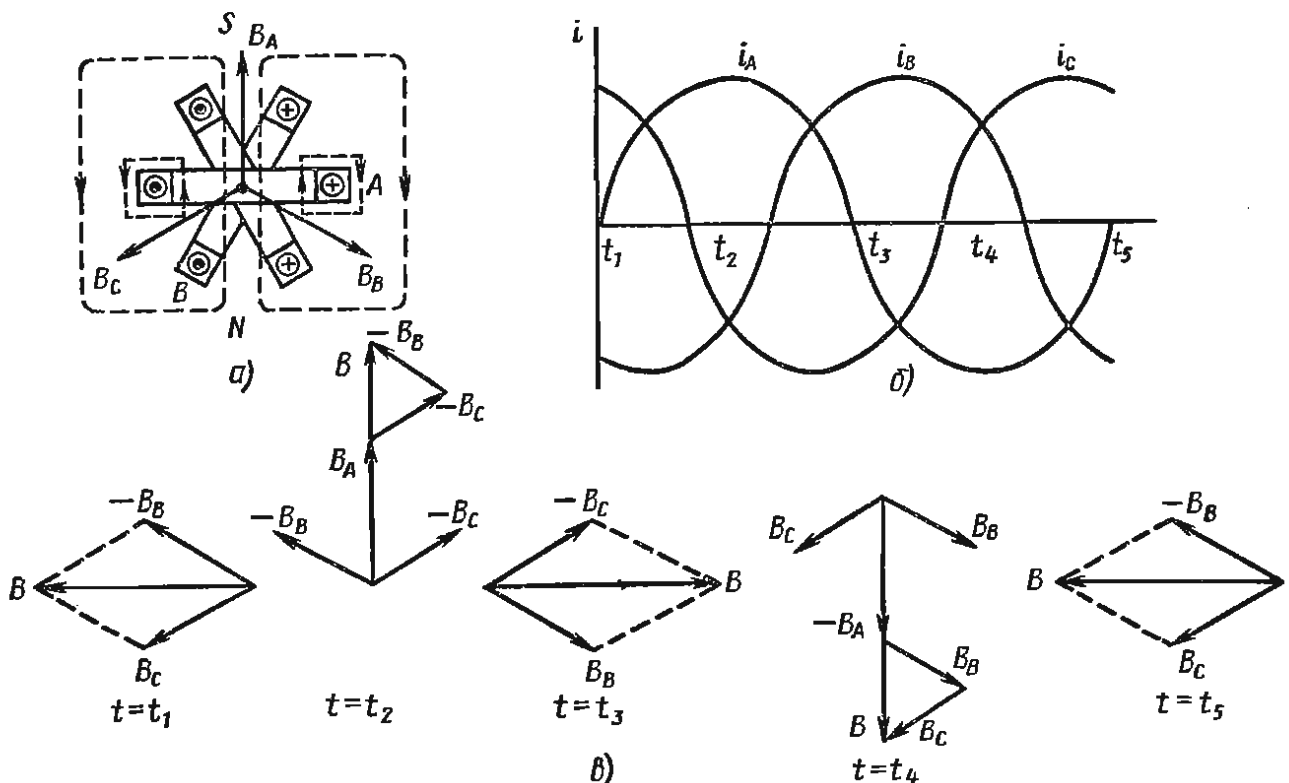


Рис. 12.3

и, как следствие, магнитная индукция равна нулю, а ток в катушке С положителен и равен $I_m \sin 120^\circ = (\sqrt{3}/2) I_m$. Ток в катушке В равен току в катушке С, но отрицателен. Вектор результирующей магнитной индукции **B** в данном случае направлен горизонтально влево. В момент t_2 ток в катушке А положителен и максимален, а токи в двух других катушках отрицательные и одинаковые по значению, составляя каждый половину от тока катушки А. Для момента t_2 , складывая векторы магнитных индукций катушек А, В, С, получим вектор результирующей магнитной индукции **B**, направленный вертикально вверх, т. е. вдоль вектора магнитной индукции той катушки, в которой ток максимален, в частности в направлении вектора магнитной индукции катушки А. Следовательно, за промежуток времени от t_1 до t_2 , т. е. за четверть периода изменения тока, вектор результирующей магнитной индукции **B** «повернулся» на угол 90° в сторону, соответствующую чередованию фаз А, В, С (по часовой стрелке). В момент t_3 , как и в момент t_1 , магнитная индукция в катушке А равна нулю, а токи в катушках В и С одинаковы по абсолютному значению, но противоположны по знаку, причем в катушке С ток отрицателен, а в катушке В — положителен. В результате сложения векторов $-\mathbf{B}_C$ и $+\mathbf{B}_B$ вектор результирующего магнитного поля **B** направлен горизонтально вправо, т. е. он за промежуток времени от t_2 до t_3 , равный четверти периода, повернется еще на угол 90° в сторону движения часовой стрелки. В момент t_4 ток в катушке А максимальный и отрицательный, а в двух других катушках токи одинаковые и положительные, равные половине значения тока катушки А. При сложении векторов магнитных индукций катушек результирующий вектор **B** совпадает по направлению с вектором, соответствующим катушке с максимальной магнитной индукцией (\mathbf{B}_A), т. е. направлен вертикально сверху вниз. Таким образом, результирующий вектор за промежуток времени от t_3 до t_4 , равный четверти периода, еще повернулся на угол 90° . В момент t_5 ток в катушке А равен нулю, а в двух других катушках токи равны по абсолютному значению, но противоположны по знаку, причем картина идентична моменту t_1 , т. е. вектор **B** занимает горизонтальное положение и направлен влево.

Итак, из рассмотрения векторных диаграмм видно, что за один период синусоидального тока вектор результирующей магнитной индукции делает поворот на 360° и вращается в плоскости осей катушек в отрицательном направлении (по часовой стрелке) с угловой частотой ω , соответствующей частоте переменного тока.

Если через катушки А, В и С протекают синусоидальные токи, сдвинутые по фазе на угол $2\pi/3$, т. е. $i_A = I_m \sin \omega t$, $i_B = I_m \sin (\omega t - 120^\circ)$, $i_C = I_m \sin (\omega t - 240^\circ) = I_m \sin (\omega t + 120^\circ)$, то магнитные индукции этих катушек, пропорциональные токам в линейных цепях, можно представить в виде уравнений

$$B_A = B_m \sin \omega t; \quad B_B = B_m \sin (\omega t - 120^\circ); \quad B_C = B_m \sin (\omega t + 120^\circ). \quad (12.3)$$

Так как вектор магнитной индукции каждой катушки в центре системы направлен по ее оси, то можно записать: $\dot{B}_A = B_A$; $\dot{B}_B = B_B e^{-j120^\circ}$; $\dot{B}_C = B_C e^{+j120^\circ}$.

Представив в выражениях (12.3) синусы по формуле Эйлера и сложив

векторы магнитных индукций катушек, получим для вектора результирующей магнитной индукции

$$\begin{aligned} \dot{B} = \dot{B}_A + \dot{B}_B + \dot{B}_C = B_m \left(\frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} + \frac{e^{j(\omega t - 120^\circ)} - e^{-j(\omega t - 120^\circ)}}{2j} \times \right. \\ \left. \times e^{-j120^\circ} + \frac{e^{j(\omega t + 120^\circ)} - e^{-j(\omega t + 120^\circ)}}{2j} e^{j120^\circ} \right) = \frac{B_m}{2j} (e^{j\omega t} + \\ + e^{j\omega t} e^{-j240^\circ} + e^{j\omega t} e^{j240^\circ} - 3e^{-j\omega t}), \end{aligned}$$

где $e^{j\omega t} + e^{j\omega t} e^{-j240^\circ} + e^{j\omega t} e^{j240^\circ} = 0$.

Следовательно,

$$\dot{B} = -\frac{3}{2j} B_m e^{-j\omega t} = 1,5 B_m e^{-j(\omega t - 90^\circ)}. \quad (12.4)$$

Итак, вектор результирующей магнитной индукции, равный $1,5 B_m$, постоянен и вращается в отрицательном направлении с угловой частотой ω , т. е. вращающееся магнитное поле трехфазной системы является круговым. Магнитное поле перемещается в сторону той фазы, в которой ожидается ближайший максимум, т. е. направление вращения совпадает с чередованием тока в фазах (катушках). Путем изменения чередования тока в фазах осуществляют изменение направления вращения поля. На практике для изменения направления вращения поля достаточно поменять местами подключение проводов, подводящих ток из трехфазной сети к любым двум фазам.

§ 12.3. Устройство трехфазных асинхронных двигателей

Все трехфазные асинхронные двигатели имеют конструктивно одинаковые статоры и различаются выполнением обмотки ротора. По конструкции обмотки ротора эти двигатели подразделяются на два типа: с короткозамкнутой обмоткой (короткозамкнутые) и с фазной обмоткой (так называемые двигатели с фазным ротором или с контактными кольцами).

Трехфазный двигатель предназначен для включения в трехфазную сеть, поэтому он должен иметь обмотку статора, состоящую из трех фазных обмоток, при прохождении через которые токи, поступающие из трехфазной сети, возбуждают вращающееся магнитное поле. Для усиления магнитного поля и придания ему необходимой формы сердечник статора и ротора выполняют из электротехнической стали. Для уменьшения потерь в стали сердечники собирают из тонких листов электротехнической стали, изолированных друг от друга слоем лака.

На рис. 12.4 показана конструктивная схема поперечного разреза асинхронного двигателя, состоящего из корпуса (станина) статора 1, сердечника статора 2, обмотки статора 3, сердечника ротора 4, обмоток ротора 5, воздушного зазора между внутренней поверхностью сердечника статора и поверхностью ротора 6, вентиляционных каналов 7, вала ротора 8.

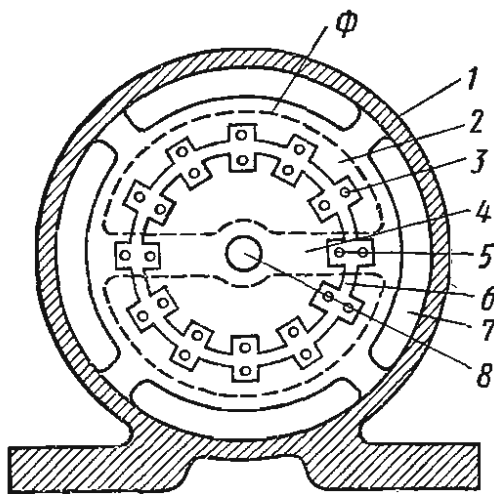


Рис. 12.4

К корпусу двигателя, который отливают из чугуна или стали, прикрепляют все остальные части двигателя. Сердечник статора имеет вид полого цилиндра с продольными пазами по внутренней поверхности. В пазы укладываются три одинаковые фазные обмотки, сдвинутые относительно друг друга на угол 120° . Внутри корпуса сердечник статора укрепляется с помощью прокладок из немагнитного материала для того, чтобы не допускать образования в нем магнитного поля и, следовательно, вихревых токов.

Ранее было установлено, что вращающееся магнитное поле при $p = 1$ и $f = 50$ Гц имеет частоту вращения $n = 3000$ об/мин. Если же требуется меньшая частота вращения, то необходимо соответственно уменьшить частоту вращения поля. Для этого статоры выполняют с многополюсными обмотками ($p > 1$). В многополюсной обмотке каждой паре полюсов вращающегося поля соответствуют три катушки. Если же необходимо иметь p пар полюсов, то число катушек обмотки статора равно $3p$, т. е. по p катушек в каждой фазной обмотке.

Рассмотрим устройство роторов асинхронных двигателей. *Короткозамкнутый ротор* состоит из стального вала, цилиндрического сердечника, насаженного на вал ротора, короткозамкнутой обмотки и лопастей, осуществляющих вентиляцию машины.

Ротор асинхронного двигателя, как и роторы других электрических машин, удерживается с помощью боковых подшипниковых щитов, прикрепленных болтами к корпусу машины. Два боковых подшипниковых щита имеют центральные отверстия для подшипников, в которых вращается ротор. На рис. 12.5, а показан продольный разрез асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, на рис. 12.5, б — схема его включения. На рисунке 1 — корпус; 2 — сердечник статора; 3 — лобовая часть обмотки статора, т. е. часть, находящаяся вне пазов; 4 — сердечник ротора; 5 — вал; 6 — подшипник; 7 — подшипниковый щит.

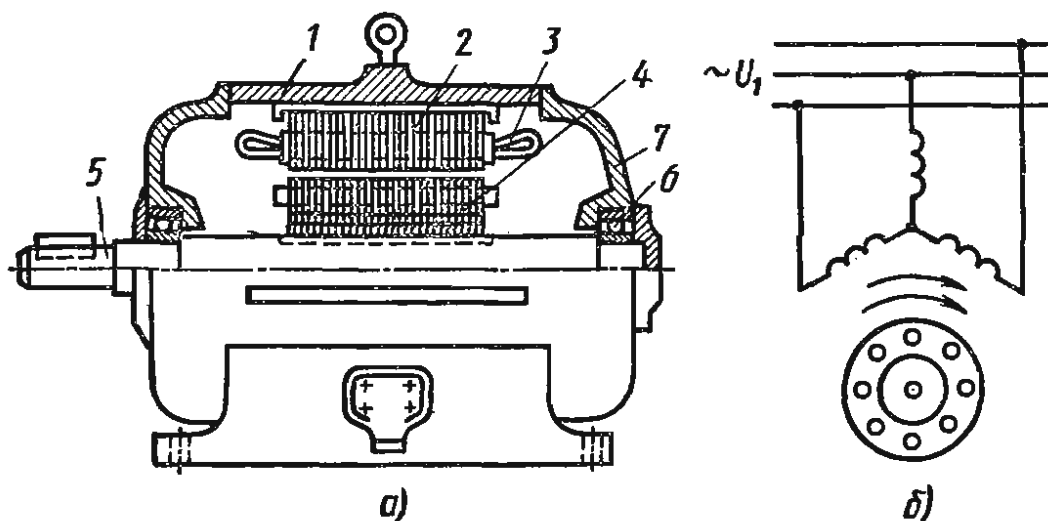


Рис. 12.5

Сердечник ротора имеет вдоль поверхности продольные пазы, в которые укладывается обмотка, представляющая собой неизолированные медные или алюминиевые стержни, замкнутые накоротко на торцах ротора двумя торцовыми кольцами. Если эту обмотку мысленно вынуть из стального цилиндрического сердечника ротора, то она будет выглядеть как беличья клетка (рис. 12.6). Следует отметить, что обмотка короткозамкнутого ротора не изолируется от сердечника из-за того, что между удельными сопротивлениями обмотки и стали сердечника имеется значительная разница и индуцированные в обмотке токи замыкаются в основном по ее стержням и торцовым кольцам.

В асинхронных двигателях средней и малой мощности короткозамкнутую обмотку ротора получают путем заливки расплавленного алюминиевого сплава в продольные пазы сердечника. Вместе с обмоткой отливают также торцовые короткозамыкающие кольца и лопасти для вентиляции машины.

У двигателей с фазным ротором в продольные пазы сердечника ротора укладывают три одинаковые изолированные обмотки (фазы), выполненные по типу статорной обмотки, т. е. смещенные между собой в пространстве на 120° , причем концы фаз объединены в общую точку, образуя звезду, а начала присоединены к трем контактным кольцам, размещенным на валу. С помощью щеток, прижимающихся к контактным кольцам, в каждую фазу обмотки ротора можно ввести добавочное активное сопротивление от трехфазного реостата. С увеличением активного сопротивления обмотки ротора уменьшается пусковой ток, т. е. облегчается пуск двигателя, а также увеличивается пусковой момент вплоть до максимального значения. Кроме того, изменяя с помощью реостата активное сопротивление цепей ротора, можно регулировать частоту вращения двигателя. Все это позволяет применять двигатели с фазным ротором для привода машин и механизмов, требующих при пуске больших пусковых моментов (компрессоры, грузоподъемные машины и др.).

Трехфазный асинхронный двигатель с фазным ротором (рис. 12.7) состоит из обмотки статора 1, обмотки ротора 2, вала 3, контактных колец 4, реостата 5.

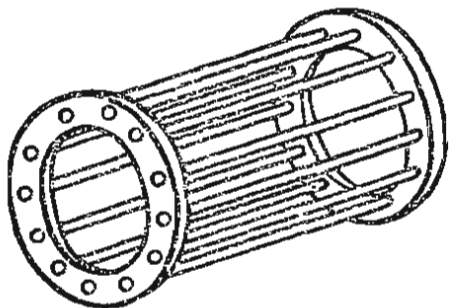


Рис. 12.6

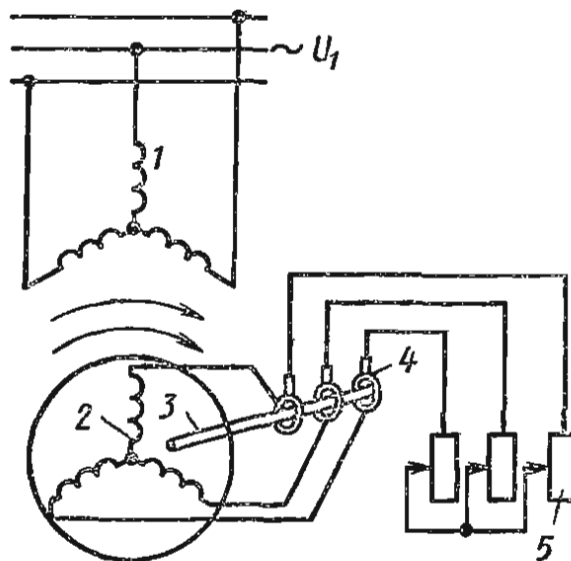


Рис. 12.7

По конструктивному выполнению двигателя с короткозамкнутым ротором проще двигателей с контактными кольцами. Они более надежны в работе, однако имеют сравнительно небольшой пусковой момент. Поэтому их применяют для привода машин, для которых не требуются большие пусковые моменты, а также машин и механизмов небольшой мощности. Асинхронные двигатели малой мощности и микродвигатели выполняют также с короткозамкнутыми роторами.

§ 12.4. Принцип действия асинхронного двигателя

В обмотке статора асинхронного двигателя при прохождении переменного тока возбуждается вращающееся магнитное поле, которое, пересекая проводники обмотки ротора, наводит в них переменную э. д. с. Так как обмотка ротора замкнута, то наведенная э. д. с. вызывает в роторе ток. В результате взаимодействия проводников с током ротора и вращающегося магнитного поля возникает сила, заставляющая ротор вращаться в направлении вращения поля. Таким образом, принцип работы асинхронного двигателя основан на использовании взаимодействия вращающегося магнитного поля, создаваемого переменным током в обмотке статора и проводниками с током обмотки ротора. Так как вращение магнитного поля статора происходит асинхронно с вращением ротора двигателя, т. е. частоты вращения ротора и поля отличны, двигатель называют асинхронным.

На рис. 12.8 схематически показан северный полюс вращающегося магнитного поля, который перемещается по ходу часовой стрелки с частотой вращения n_0 (об/с). Допустим, в начальный момент ротор неподвижен и под северным полюсом находится один из проводников обмотки ротора. Движение полюса по часовой стрелке относительно этого проводника равносильно движению проводника при неподвижном полюсе против часовой стрелки. При таком направлении движения полюса, согласно правилу правой руки, наведенный в проводнике обмотки ротора ток направлен к читателю (отмечено точкой). По правилу левой руки находим, что на проводник ротора с током заданного направления действует электромагнитная сила F , которая направлена в сторону вращения магнитного поля. Под действием этой электромагнитной силы ротор асинхронного двигателя вращается в том же направлении,

в котором вращается магнитное поле статора, но с несколько меньшей частотой.

При пуске асинхронного двигателя по мере разбега ротора разность частот вращающегося поля и ротора уменьшается. Однако ротор не может вращаться синхронно с полем, так как при совпадении частот не будет относительного движения поля и ротора, вследствие чего ротор не будет пересекаться полем, в нем не будет наводиться ток и, следовательно, исчезнет вращающий момент. В асинхрон-

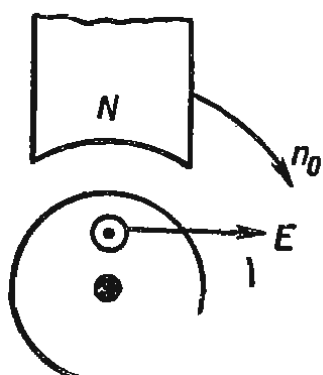


Рис. 12.8

ном двигателе частота вращения ротора меньше частоты вращения поля и ротор как бы скользит вдоль поля.

Отношение разности частот вращения поля n_0 и ротора n к частоте вращения поля называют *скольжением*: $s = (n_0 - n)/n_0$, откуда

$$n = (1 - s)n_0. \quad (12.5)$$

Часто скольжение выражают в процентах:

$$s = [(n_0 - n)/n_0] \cdot 100. \quad (12.6)$$

Скольжение с изменением нагрузки двигателя изменяется. Обычно у асинхронных двигателей нормального исполнения при номинальной нагрузке скольжение составляет 1–6%. При неподвижном роторе $s = 1$, при синхронной скорости $s = 0$. Синхронная частота вращения может быть достигнута только путем вращения ротора асинхронного двигателя с помощью какого-либо постороннего двигателя. Если же частоту вращения ротора увеличить до частоты выше синхронной, то асинхронная машина перейдет в *генераторный режим*.

При генераторном режиме изменит направление электромагнитный момент M , который станет тормозящим, причем при этом асинхронная машина, получая механическую энергию от первичного двигателя, превращает ее в электрическую, отдавая затем в сеть. Для генераторного режима $n > n_0$ и $s < 0$.

Если ротор асинхронного двигателя затормозить, а затем вращать его в сторону, противоположную направлению вращения поля, то асинхронная машина перейдет в *режим электромагнитного торможения*, так как электромагнитный момент M направлен против вращения ротора и тормозит его. При тормозном режиме э. д. с. и активная составляющая тока в проводниках ротора направлены так же, как и при двигательном режиме, т. е. асинхронная машина получает из сети активную мощность. При этом режиме $s > 1$.

Итак, характерной особенностью асинхронных машин является наличие скольжения ($n_0 \neq n$).

На практике асинхронные машины в основном используют в двигательном режиме, поэтому рассмотрим именно этот режим работы.

В двигательном режиме за время одного периода T вращающееся поле перемещается вдоль воздушного зазора (зазор между внутренней поверхностью статора и внешней поверхностью ротора) на расстояние, равное части дуги внутренней окружности сердечника статора, приходящейся на пару полюсов, т. е. на расстояние двух полюсных делений. Следовательно, полюсное деление

$$\tau = \pi D / (2p),$$

где D — внутренний диаметр сердечника статора; p — число пар полюсов машины.

Если же за период T вращающееся поле поворачивается на двойное полюсное деление 2τ , то полный оборот поле совершает за p периодов. Линейная скорость этого поля $v_0 = 2\tau/T = 2\tau f_1$, или $v_0 = \pi D n_0$, т. е. $\pi D n_0 = 2\tau f_1 = 2\pi D f_1 / (2p)$, откуда $n_0 = f_1 / p$ (об/с) или $n_0 = 60 f_1 / p$ (об/мин);

$$f_1 = p n_0 / 60, \quad (12.7)$$

где f_1 — частота сети, Гц.

Так как частота вращения поля зависит от частоты напряжения сети и числа пар полюсов машины, то при промышленной частоте $f_1 = 50$ Гц и $p = 1$ поле совершает 3000 об/мин, при $p = 2$ оно совершает 1500 об/мин и т. д.

Если ротор вращается с частотой n , а поле статора — с частотой n_0 , то ротор перемещается относительно поля статора с частотой скольжения $n_s = n_0 - n$. Тогда, по аналогии с (12.7), частота тока в роторе

$$f_2 = pn_s = p(n_0 - n) = p(n_0 - n)n_0/n_0 = pn_0s = f_1s. \quad (12.8)$$

Как было показано в § 12.2, если направление перемещения вращающегося поля статора совпадает с последовательностью чередования фаз, то для изменения направления вращения двигателя достаточно поменять местами две фазы двигателя при подключении к сети.

§ 12.5. Электродвижущие силы и токи в обмотках статора и ротора

Проводники трехфазной обмотки статора, уложенные в пазы статора, соответствующим образом соединяются между собой на лобовых частях машины, причем соединительные проводники на лобовых частях машины отгибают таким образом, чтобы ротор при сборке мог пройти в расточку статора.

Если вращающийся магнитный поток Φ для любого момента времени распределен в воздушном зазоре по синусоидальному закону, то в каждом витке статорной обмотки, пронизываемой этим потоком, наводится э. д. с., действующее значение которой $E_v = 4,44f\Phi_m$. Так как каждая фаза обмотки статора состоит из w витков, то э. д. с. фазы суммируется из э. д. с. отдельных витков. Для наилучшего использования активных материалов, а также для улучшения формы поля в воздушном зазоре (близкой к синусоиде) применяют так называемые *распределенные обмотки*, в которых на каждую фазу обмотки приходится несколько витков, лежащих в различных пазах. Распределенные обмотки лучше охлаждаются.

На рис. 12.9, а показана схема статора двухполюсной машины с трехфазной обмоткой, каждая фаза которой расположена в шести пазах ($q = 3$). Если число пазов q , приходящееся на полюс и фазу, больше единицы, то э. д. с., наводимые в проводниках фазы (так как они лежат в соседних пазах), оказываются взаимно сдвинутыми по фазе (рис. 12.9, б). На рисунке E_1, E_2, E_3 — векторы э. д. с. проводников, лежащих в пазах одной и той же фазы; E — э. д. с. фазы (рис. 12.9, б), которая меньше арифметической суммы э. д. с. E_1, E_2, E_3 отдельных проводников фазы.

Отношение геометрической суммы э. д. с., индуцированных в отдельных проводниках фазы, к их алгебраической сумме называют *коэффициентом распределения обмотки* k_p , который всегда меньше единицы. Этот коэффициент учитывает уменьшение э. д. с. вследствие пространственного распределения обмотки.

Выражение $E_v = 4,44f\Phi_m$ относится к обмотке с диаметральной

шагом, когда $y = \tau$ (рис. 12.9, а). В этом случае виток пронизывается полным максимальным потоком одного полюса. Для экономии меди и уменьшения аксиальных размеров машины, а также для приближения формы кривой э. д. с. к синусоиде применяют обмотки с укороченным шагом $y < \tau$. В таких обмотках каждый виток пронизывается магнитным потоком, несколько меньшим потока одного полюса, вследствие чего э. д. с. каждого витка обмотки меньше э. д. с. витка обмотки с диаметральным шагом.

Э. д. с. витка обмотки с диаметральным шагом $E_b = 2E$, где $2E$ — э. д. с. витка, равная векторной разности э. д. с. его проводников: $\dot{E}_b = \dot{E}' - \dot{E}''$ (рис. 12.10, а), так как при образовании витка его стороны соединяют встречно, т. е. конец одного проводника — с концом другого проводника. При прямом соединении, когда конец одного проводника соединяется с началом другого, э. д. с. витка, равная векторной сумме э. д. с. активных проводников витка, была бы равна нулю. Э. д. с. витка обмотки с укороченным шагом несколько меньше двойного значения э. д. с., индуцированной в одной активной стороне витка, так как сдвиг между E' и E'' меньше 2π (рис. 12.10, б). Этот сдвиг

$$\gamma = y\pi/\tau. \quad (12.9)$$

Э. д. с. витка при укороченном шаге определяется по формуле

$$E_b = 2E \sin(\gamma/2) = 2E \cos(\beta/2), \quad (12.10)$$

где $\beta = \pi - \gamma$.

Обычно формулу для определения э. д. с. витка при укороченном шаге записывают следующим образом:

$$E_b = 4,44fk_y\Phi_m, \quad (12.11)$$

где $k_y = \sin(\gamma/2) = E_b/(2E)$ — коэффициент укорочения, который учитывает, что при $y < \tau$ э. д. с. активных проводников, образующих виток, складываются не арифметически, а геометрически, причем $k_y < 1$ при $y < \tau$ и $k_y = 1$ при $y = \tau$.

Произведение коэффициента распределения обмотки на коэффициент укорочения называется обмоточным коэффициентом: $k_{об} = k_p k_y$. Обмоточный

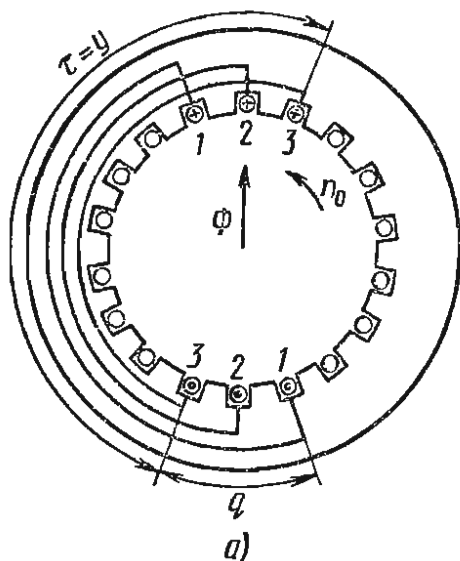


Рис. 12.9

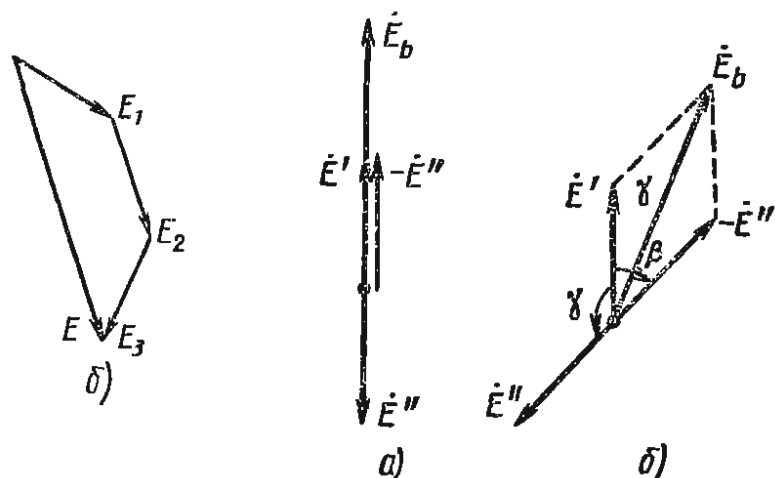


Рис. 12.10

точный коэффициент учитывает уменьшение э. д. с. фазы вследствие пространственного распределения обмотки и укорочения шага. Обычно этот коэффициент для статорных обмоток асинхронных машин составляет 0,92–0,96.

Итак, э. д. с. одной фазы обмотки статора определяется формулой

$$E_1 = 4,44k_{об1}f_1w_1\Phi_m, \quad (12.12)$$

где $k_{об1}$ — обмоточный коэффициент обмотки статора; Φ_m — амплитудное значение основного магнитного потока, сцепленного с обмотками статора и ротора; w_1 — число витков в одной фазе статора.

По аналогии с (12.12) можно записать формулу для определения э. д. с. фазы обмотки ротора:

$$E_{2s} = 4,44k_{об2}f_2w_2\Phi_m = 4,44k_{об2}f_1sw_2\Phi_m, \quad (12.13)$$

где $k_{об2}$ — обмоточный коэффициент обмотки ротора; w_2 — число витков в одной фазе обмотки ротора.

Из (12.13) находим э. д. с. в заторможенном роторе, т. е. при $n = 0$ ($s = 1$):

$$E_2 = 4,44k_{об2}f_1w_2\Phi_m. \quad (12.14)$$

Следовательно, формулу (12.13) можно переписать в виде

$$E_{2s} = E_2s. \quad (12.15)$$

Из выражения (12.15) следует, что э. д. с. вращающегося ротора при номинальной нагрузке составляет несколько процентов от э. д. с. неподвижного ротора, так как скольжение $s = 0,02 \div 0,05$; кроме того, э. д. с. ротора пропорциональна скольжению и достигает максимального значения при заторможенном роторе ($s = 1$).

Отношение э. д. с. статора и заторможенного ротора

$$E_1/E_2 = k_{об1}w_1/(k_{об2}w_2) = k_E \quad (12.16)$$

называют коэффициентом трансформации э. д. с. На практике при обмоточных коэффициентах, равных 0,92–0,96, приближенно считают

$$k_E = w_1/w_2, \quad (12.17)$$

как это имеет место в трансформаторах.

При заторможенном роторе наглядно прослеживается аналогия асинхронной машины с трансформатором, т. е. в этом случае частота э. д. с. ротора равна частоте э. д. с. статора (частоте сети, в которую включен асинхронный двигатель).

Рассмотрим режим, когда обмотка ротора разомкнута. В этом случае ток в роторе отсутствует и не оказывает влияния на электромагнитные процессы в статоре. Этот режим, как и в трансформаторе, называют холостым ходом. При холостом ходе для каждой фазы обмотки статора, подобно тому, как для первичной обмотки трансформатора при холостом ходе, можно записать уравнение

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1} = \dot{I}_0 r, \quad (12.18)$$

где U_1 — напряжение сети; E_1 — э. д. с., которая наводится вращаю-

щимся магнитным потоком Φ , пересекающим обмотки статора и ротора; $E_{\sigma 1} = 4,44 f_1 k_{об1} w_1 \Phi_{\sigma 1 m}$ — э. д. с., наводимая потоком рассеяния $\Phi_{\sigma 1 m}$ обмотки статора; $I_0 r$ — падение напряжения в обмотке статора при прохождении тока холостого хода I_0 .

Согласно (12.18), можно построить векторную диаграмму асинхронной машины (рис. 12.11). Построение диаграммы аналогично построению диаграммы трансформатора при холостом ходе, только в асинхронных машинах ток холостого хода (из-за наличия воздушного зазора между статором и ротором) значительно больше, чем в трансформаторах. В асинхронных двигателях ток холостого хода составляет 20—40% от номинального тока, а в трансформаторах — 0,5—3%. Для уменьшения тока холостого хода асинхронные машины стремятся выполнять с минимальными воздушными зазорами. Так, например, у асинхронных двигателей мощностью до 5 кВт размер воздушных зазоров составляет 0,1—0,3 мм.

Индукцированная в обмотке ротора э. д. с. E_{2s} вызывает в ней ток, который необходим для создания вращающего момента. Так как обмотка короткозамкнутого или фазного ротора представляет собой замкнутую цепь, то ток в фазе роторной обмотки

$$I_2 = \frac{E_{2s}}{Z_2} = \frac{E_{2s}}{\sqrt{r_2^2 + X_{2s}^2}} = \frac{sE_2}{\sqrt{r_2^2 + X_{2s}^2}}, \quad (12.19)$$

где Z_2 — сопротивление цепи фазы ротора; r_2 — активное сопротивление фазы ротора, практически не зависящее от частоты; X_{2s} — индуктивное сопротивление фазы вращающегося ротора, существенно зависящее от частоты:

$$X_{2s} = \omega_2 L_2 = 2\pi f_2 L_2 = 2\pi s f_1 L_2 = s X_2. \quad (12.20)$$

Итак, чем больше частота вращения двигателя, т. е. меньше его скольжение, тем меньше индуктивное сопротивление ротора.

Подставив значение X_{2s} из выражения (12.20) в формулу (12.19), получим для тока ротора

$$I_2 = \frac{sE_2}{\sqrt{r_2^2 + (sX_2)^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{(r_2/s)^2 + X_2^2}}.$$

Из (12.21) следует, что с увеличением скольжения асинхронного двигателя, т. е. с уменьшением частоты его вращения за счет увеличения нагрузки, ток ротора возрастает и достигает наибольшего значения при $s = 1$, т. е. когда ротор находится в неподвижном состоянии. Это связано с тем, что с увеличением скольжения возрастает э. д. с. ротора ($E_2 = = Es$). Одновременно с ростом скольжения увеличивается индуктивное сопротивление ротора $X_{2s} = = sX_2$, благодаря чему ток ротора по мере роста скольжения увеличивается менее заметно, чем э. д. с.

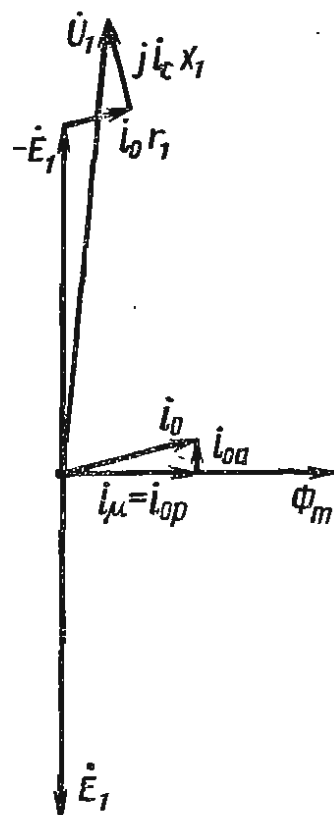


Рис. 12.11

Если, например, э. д. с. при пуске двигателя, когда $s = 1$, возрастает по сравнению с рабочими условиями в несколько десятков раз, то ток при этом будет больше номинального примерно в 5–7 раз.

Сдвиг фаз ψ_2 между э. д. с. E_{2s} и током I_2 увеличивается с ростом скольжения, что следует из выражения

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{X_{2s}}{r_2} = \frac{sX_2}{r_2} = \frac{X_2}{r_2/s}; \quad (12.22)$$

следовательно, с ростом скольжения уменьшается коэффициент мощности двигателя:

$$\cos \psi_2 = r_2/Z_2 = r_2/\sqrt{r_2^2 + X_{2s}^2} = r_2/\sqrt{r_2^2 + s^2 X_2^2}. \quad (12.23)$$

Как было показано в § 12.4, ротор асинхронного двигателя вращается в ту же сторону, что и магнитное поле статора. Если обмотка ротора замкнута, то через нее проходит ток, изменяющийся с частотой f_2 . Этот ток создает магнитный поток Φ_2 , который вращается относительно ротора с частотой $n_{\Phi_2} = 60f_2/p = 60f_1s/p = sn_0$. Если же сам ротор вращается с частотой n , то частота вращения магнитного поля ротора $n_{\Phi_2} + n = sn_0 + n_0(1-s) = n_0$.

Таким образом, магнитное поле ротора вращается в пространстве с той же частотой, что и поле статора. Следовательно, равенство частот вращения полей статора и ротора может быть обеспечено равенством числа пар их полюсов. В этом случае поля ротора и статора будут относительно друг друга неподвижны и взаимодействуют между собой, подобно тому, как это происходит в трансформаторе, обеспечивая передачу мощности из статора в ротор. Число фаз обмоток статора и ротора может быть различным.

Итак, в асинхронной машине магнитное поле, вращающееся с частотой n_0 , образуется в результате взаимодействия полей статора и ротора. Это поле обеспечивает электромагнитную связь между статором и ротором, осуществляя обмен энергией между ними, подобно тому, как рабочий магнитный поток в трансформаторе осуществляет передачу энергии из первичной обмотки во вторичную. В результате ток ротора I_2 создает компенсирующую его составляющую тока статора I'_2 и результирующий магнитный поток остается практически таким же, как при режиме холостого хода. Следовательно, в асинхронном двигателе, как и в трансформаторе, результирующий (рабочий) магнитный поток при изменении режима работы изменяется незначительно, т. е. практически $\Phi = \text{const}$. Поэтому для м. д. с. асинхронной машины справедливо равенство

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0, \text{ или} \quad (12.24)$$

$$m_1 k_{\sigma 1} w_1 \dot{I}_1 + m_2 k_{\sigma 2} w_2 \dot{I}_2 = m_1 k_{\sigma 1} w_1 \dot{I}_0, \quad (12.25)$$

где m_1 и m_2 — число фаз обмотки статора и ротора, причем для обмотки типа «беличья клетка» число фаз ротора равно числу стержней.

Разделив обе части равенства (12.25) на $m_1 k_{\sigma 1} w_1$, получим

$$\dot{I}_1 + \frac{m_2 k_{\sigma 2} w_2}{m_1 k_{\sigma 1} w_1} \dot{I}_2 = \dot{I}_0, \text{ или } \dot{I}_1 + \frac{1}{k_i} \dot{I}_2 = \dot{I}_0, \text{ или } \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_0, \quad (12.26)$$

где $k_i = m_1 k_{об1} w_1 / (m_2 k_{об2} w_2)$ — коэффициент трансформации токов асинхронной машины; $I'_2 = I_2 / k_i$ — приведенный ток роторной обмотки, создающий ту же м. д. с., что и ток I_2 , при обмотке ротора, подобной обмотке статора (с тем же числом фаз, обмоточным коэффициентом и числом витков).

Из (12.26) находим ток статора:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2). \quad (12.27)$$

Рассмотрим режим работы асинхронной машины с заторможенным ротором, включив в цепь обмотки ротора сопротивление нагрузки Z_H . В этом случае асинхронная машина работает как трансформатор, однако в качестве трансформатора ее использовать нецелесообразно, так как она имеет худшие эксплуатационные характеристики (меньший к. п. д., больший ток холостого хода и пр.), а также имеет большую стоимость. Иногда в некоторых специальных устройствах (фазорегуляторах, индукционных регуляторах) асинхронные машины используют в режиме работы трансформатора, т. е. при заторможенном роторе.

Векторная диаграмма асинхронной машины с заторможенным ротором (рис. 12.12) идентична векторной диаграмме трансформатора при нагрузке, и ее построение в принципе производится на основании тех же уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j \dot{I}_1 X_1; \\ \dot{E}'_2 &= \dot{U}'_2 + \dot{I}'_2 r'_2 + j \dot{I}'_2 X'_2; \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2). \end{aligned} \quad (12.28)$$

Схема замещения асинхронной машины при заторможенном роторе (рис. 12.13) аналогична схеме замещения трансформатора, но ее параметры определяются другими коэффициентами приведения, а именно:

$$E'_2 = E_1 = k_E E_2; \quad I'_2 = I_2 / k_i; \quad r'_2 = k_i k_E r_2; \quad X'_2 = k_i k_E X_2,$$

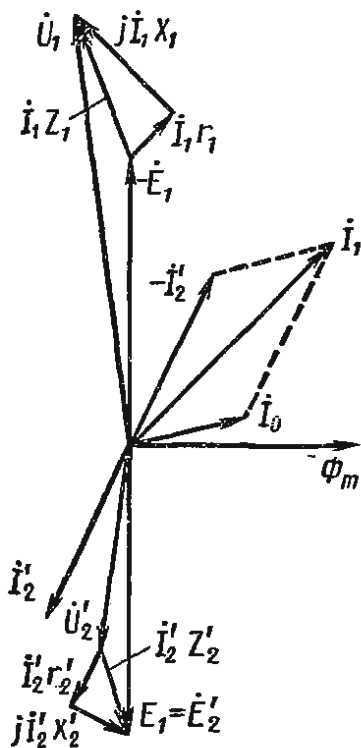


Рис. 12.12

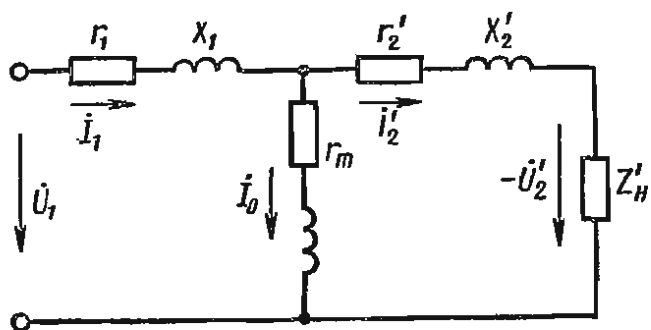


Рис. 12.13

где произведения $k_i k_E$ принято называть коэффициентами приведения сопротивлений.

Сопротивление r'_2 определяется из условия равенства электрических потерь $m_2 I_2^2 r_2 = m_1 I_2'^2 r_2'$, а сопротивление X'_2 — из равенства относительных индуктивных падений напряжений $I_2 X_2 / E_2 = I_2' X_2' / E_2'$. Следует отметить, что при определении коэффициентов k_E и k_i для короткозамкнутой обмотки ротора типа «беличья клетка» принимают $w_2 = 0,5$, $k_{об2} = 1$, $m_2 = Z_2$, где Z_2 — число пазов ротора.

§ 12.6. Вращающий момент асинхронного двигателя

В асинхронном двигателе мощность ротора равна части мощности статора, передаваемой в ротор вращающимся полем. Мощность ротора, равная подведенной к статору двигателя мощности за вычетом потерь в обмотке и стали, называется *электромагнитной мощностью* $P_{эм}$. Эта мощность создает вращающий электромагнитный момент $M_{эм}$, который приводит во вращение ротор.

Электромагнитную мощность, передаваемую ротору вращающимся магнитным полем, и механическую мощность ротора можно выразить через электромагнитный вращающий момент:

$$P_{эм} = M_{эм} \omega_0 = M_{эм} 2\pi f_1 / p; \quad P_{мех} = M_{эм} \omega, \quad (12.29)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_1 / p$ и ω — угловые скорости вращения магнитного поля и ротора; p — число пар полюсов.

Связь между угловыми скоростями вращающегося поля ω_0 и ротора ω определяется скольжением:

$$s = (n_0 - n) / n_0 = (\omega_0 - \omega) / \omega_0, \quad \text{или} \quad \omega = \omega_0 (1 - s).$$

Угловая скорость поля двигателя ω_0 равна угловой частоте переменного тока $2\pi f_1$ при двухполюсном поле ($p = 1$), а если асинхронная машина многополюсная, то поле вращается медленнее и его угловая скорость $\omega_0 = 2\pi f_1 / p$.

Механическая мощность, образуемая за счет преобразования электромагнитной мощности,

$$P_{мех} = P_{эм} - \Delta P_{э2} - \Delta P_{с2}, \quad (12.30)$$

где $\Delta P_{э2}$ — часть электромагнитной мощности, теряемой в обмотке ротора (электрические потери); $\Delta P_{с2}$ — потери в стальном сердечнике ротора на гистерезис и вихревые токи, которые из-за малой частоты перемагничивания практически равны нулю.

Разность электромагнитной и механической мощностей, если пренебречь потерями в стали ротора, равна электрическим потерям мощности в обмотке ротора:

$$\Delta P_{э2} = P_{эм} - P_{мех} = M_{эм} \omega_0 - M_{эм} \omega = m_2 I_2^2 r_2, \quad (12.31)$$

откуда

$$M_{эм} = m_2 I_2^2 r_2 / (\omega_0 - \omega) = m_2 I_2^2 r_2 / (\omega_0 s) = p m_2 r_2 I_2^2 / (2\pi f_1 s). \quad (12.32)$$

Выразив в (12.32) электрические потери мощности через э. д. с., ток и $\cos \psi_2$ ротора, $m_2 I_2^2 r_2 = m_2 E_{2s} I_2 \cos \psi_2 = m_2 E_2 s I_2 \cos \psi_2$, находим

$$M_{эм} = \frac{m_2 E_2 s I_2 \cos \psi_2}{\omega_0 s} = \frac{m_2 2\pi f_1 w_2 k_{об2}}{\sqrt{2} \omega_0} \Phi_m I_2 \cos \psi_2 =$$

$$= \frac{2\pi p m_2 f_1 w_2 k_{об2}}{\sqrt{2} 2\pi f_1} \Phi_m I_2 \cos \psi_2 = C_M \Phi_m I_2 \cos \psi_2, \quad (12.33)$$

где $C_M = p m_2 w_2 k_{об2} / \sqrt{2}$ — постоянная (для обмотки короткозамкнутого ротора $w_2 = 1$).

Из формулы (12.33) следует, что электромагнитный момент асинхронных машин пропорционален произведению магнитного потока на активную составляющую тока ротора.

Момент M , развиваемый двигателем на валу, меньше электромагнитного момента на значение момента трения M_T , обусловленного силами трения в подшипниках ротора и трения ротора о воздух; $M = M_{эм} - M_T$. При практических расчетах моментом трения, который для асинхронных двигателей (особенно средней и большой мощности) относительно мал, пренебрегают и момент на валу

$$M \approx M_{эм} = C_M \Phi_m I_2 \cos \psi_2. \quad (12.34)$$

Вращающий момент выражается в ньютон-метрах (Н·м), если магнитный поток Φ_m выражен в веберах, а ток I_2 — в амперах.

Из выражения (12.29) с учетом (12.32) следует, что электромагнитная мощность $P_{эм} = M_{эм} \omega_0 = m_2 I_2^2 r_2 / s = \Delta P_{32} / s$, откуда электрические потери в обмотке ротора

$$\Delta p_{32} = P_{эм} s. \quad (12.35)$$

Используя (12.31), находим механическую мощность двигателя:

$$P_{мех} = P_{эм} - \Delta p_{32} = \Delta P_{32} / s - \Delta p_{32} = P_{эм} (1 - s). \quad (12.36)$$

Из (12.35) следует, что мощность электрических потерь в роторе пропорциональна скольжению и что при неподвижном роторе ($s = 1$) вся электромагнитная мощность полностью преобразуется в теплоту в обмотке ротора, механическая же мощность равна нулю. Согласно (12.36), при номинальном режиме двигателя 99–94% электромагнитной мощности преобразуется в механическую и только 1–6% преобразуется в теплоту в обмотке ротора, так как $s_{ном} = 0,01 \div 0,06$.

§ 12.7. Мощность, потери энергии и к. п. д. асинхронного двигателя

Мощность, подводимая к статору асинхронного двигателя из сети,

$$P_1 = m_1 U_1 \cos \varphi_1. \quad (12.37)$$

При работе асинхронного двигателя происходит преобразование электрической энергии, подводимой из сети, в механическую энергию вращающегося вала. В работающем двигателе наблюдаются электри-

ческие потери в обмотках статора и ротора, потери в стали статора и ротора, механические потери на трение в подшипниках и контактных кольцах (для двигателей с контактными кольцами), а также потери на вентиляцию двигателя. Кроме того, имеются также добавочные потери $\Delta P_{\text{доб}}$, обусловленные зубчатостью ротора и статора, вихревыми токами в различных конструктивных узлах двигателя и другими причинами. Добавочные потери асинхронного двигателя принимают равными 0,5% от его номинальной мощности.

Рассмотрим потери энергии в асинхронном двигателе с помощью энергетической диаграммы (рис. 12.14). На диаграмме показано, что основная часть подводимой из сети мощности P_1 за вычетом потерь в статоре электромагнитным путем передается в ротор в виде электромагнитной мощности:

$$P_{\text{эм}} = P_1 - \Delta p_{\text{э1}} - \Delta p_{\text{с1}}, \quad (12.38)$$

где $\Delta p_{\text{э1}} = m_1 r_1 I_1^2$ — мощность, идущая на покрытие электрических потерь в активном сопротивлении обмотки статора; $\Delta p_{\text{с1}}$ — мощность потерь в стали статора.

В роторе имеются, так же как и в статоре, электрические потери в обмотке $\Delta p_{\text{э2}} = m_2 r_2 I_2^2$ и магнитные потери в стали сердечника. Однако на практике магнитными потерями в стали ротора пренебрегают, так как f_2 в роторе очень мала (1–3 Гц) и эти потери незначительны. В асинхронных двигателях с фазным ротором наблюдаются также потери в щеточных контактах на кольцах, учитываемые обычно в электрических потерях $p_{\text{э2}}$.

Следовательно, вычитая потери ротора из электромагнитной мощности, получаем механическую мощность:

$$P_{\text{мех}} = P_{\text{эм}} - \Delta p_{\text{э2}}. \quad (12.39)$$

Мощность P_2 , развиваемая двигателем на валу, меньше механической мощности на значение потерь на трение $\Delta p_{\text{т}}$, обусловленных силами трения в подшипниках, трением ротора о воздух, вентиляционными потерями, и добавочных потерь $\Delta p_{\text{доб}}$:

$$P_2 = P_{\text{мех}} - \Delta p_{\text{т}} - \Delta p_{\text{доб}}. \quad (12.40)$$

Потери на трение, превращаясь в теплоту, нагревают двигатель, а вентиляционные потери, представляя затраты мощности на продувание воздуха внутри двигателя, идут на его охлаждение.

Отношение полезной мощности P_2 , развиваемой двигателем на валу, к мощности, потребляемой из сети P_1 , называется коэффициентом полезного действия двигателя:

$$\eta = P_2 / P_1. \quad (12.41)$$

В паспорте двигателя обычно указывают его номинальную мощ-

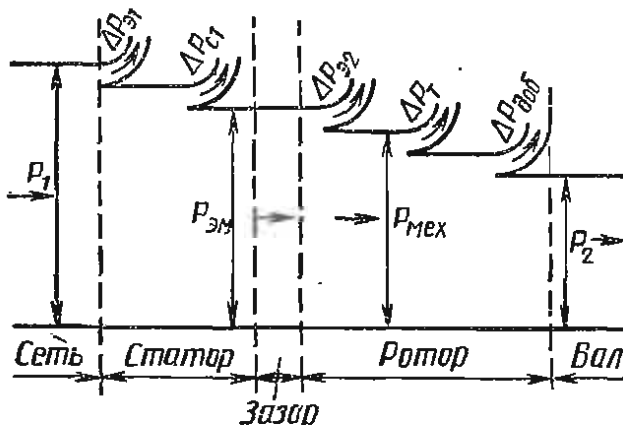


Рис. 12.14

ность $P_{\text{ном}}$, которая совпадает с мощностью P_2 , развиваемой двигателем на валу.

К. п. д. асинхронных двигателей зависит от их номинальных мощностей. Так как при увеличении номинальной мощности машины относительное значение суммарных потерь уменьшается, то при возрастании мощности машины к. п. д. увеличивается. Поэтому у маломощных машин к. п. д. составляет 40–60%, а в машинах мощностью от 1 до 100 кВт – 70–90%. В более мощных машинах к. п. д. составляет 92–96%.

§ 12.8. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Зависимости частоты вращения ротора n , тока статора I_1 , момента на валу M , к. п. д. η и $\cos \varphi_1$ от мощности P_2 при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$ называются *рабочими характеристиками асинхронного двигателя*. Типичный вид рабочих характеристик (в относительных единицах) показан на рис. 12.15.

Рабочие характеристики для двигателей небольшой мощности можно построить путем непосредственного измерения частоты вращения n , тока I_1 , момента на валу M и мощности P_2 при различных нагрузках двигателя, для чего используется электромагнитный (или какой-либо другой) тормоз, позволяющий изменять тормозящий момент. Однако такой метод построения рабочих характеристик не всегда возможен, так как не всегда позволяет получить достаточно точные результаты, а в ряде случаев вообще трудноосуществим, особенно для двигателей большой мощности. В этом случае рабочие характеристики получают косвенным (например, используя круговые диаграммы) или расчетным путем (если известны параметры машины, полученные из ее расчета или из опытов холостого хода и короткого замыкания).

Зависимость частоты вращения двигателя от нагрузки $n = f(P_2)$ по виду является жесткой, так как частота вращения двигателя $n = n_0(1 - s)$ при изменении нагрузки меняется незначительно. Жесткость характеристики обусловлена небольшими значениями скольжения двигателя при номинальной нагрузке ($s_{\text{ном}} = 0,01 \div 0,06$), выбираемыми при проектировании двигателя из соображения экономичности, ибо с уменьшением скольжения снижаются потери мощности в роторе ΔP_{32} .

Вращающий момент на валу двигателя M связан с полезной мощностью P_2 , развиваемой двигателем на валу, соотношением $M = P_2/\omega$. Если бы угловая ско-

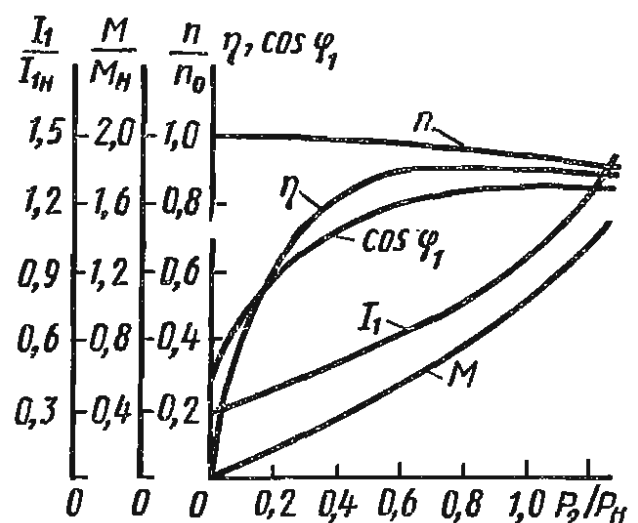


Рис. 12.15

рость двигателя ω была бы постоянной, то зависимость $M = f(P_2)$ была бы линейной. Однако частота вращения двигателя с увеличением нагрузки немного уменьшается, поэтому зависимость $M = f(P_2)$ немного отклоняется вверх.

Ток статора I_1 , согласно (12.27), равен сумме приведенного тока ротора и тока холостого хода. Зависимость тока статора $I_1 = f(P_2)$ обусловлена соотношением между намагничивающим (реактивным) током и активным током двигателя при изменении нагрузки. Реактивная составляющая тока статора определяется в основном током холостого хода, последний же составляет 20–40% от номинального тока и незначительно меняется с изменением нагрузки. Активная составляющая тока статора пропорциональна полезной мощности двигателя. Поэтому зависимость $I_1 = f(P_2)$ в диапазоне рабочих нагрузок достаточно близка к линейной.

На рис. 12.15 показана типичная зависимость $\cos \varphi_1$ от нагрузки двигателя, при этом наибольшее его значение (0,8–0,9) получается при нагрузках, близких к номинальной. На холостом ходу асинхронный двигатель потребляет почти чисто реактивный ток, идущий на создание основного магнитного потока, поэтому при холостом ходе угол сдвига фаз φ_1 близок к $\pi/2$ и $\cos \varphi_1$ соответственно очень мал (обычно не превышает 0,2). При увеличении нагрузки (особенно до значений, близких к номинальным) возрастает активная составляющая тока, реактивная составляющая тока при этом изменяется мало, так как основной магнитный поток двигателя практически постоянен. Следовательно, при увеличении нагрузки двигателя угол φ_1 уменьшается, а $\cos \varphi_1$ соответственно увеличивается. При нагрузке выше номинальной значительно увеличиваются магнитные потоки рассеяния, вследствие чего реактивная составляющая тока возрастает, тем самым вызывая увеличение угла φ_1 и уменьшение $\cos \varphi_1$.

Так как асинхронные двигатели наиболее распространены и являются основными потребителями электроэнергии в промышленности, то при недогрузке они могут сильно снижать $\cos \varphi$ энергетических систем, поэтому необходимо, чтобы двигатель при работе был достаточно нагружен.

В целом асинхронные двигатели, особенно малой мощности, имеют сравнительно низкий $\cos \varphi_1$, что является одним из их недостатков.

Магнитный поток асинхронного двигателя пропорционален напряжению, приложенному к обмотке статора. Намагничивающий ток, возбуждающий в двигателе магнитный поток заданного значения, будет тем меньше, чем меньше магнитное сопротивление пути прохождения потока. Наибольшую часть этого магнитного сопротивления в двигателях составляет воздушный зазор между статором и ротором. Следовательно, чем меньше воздушный зазор у двигателя, тем меньше магнитное сопротивление прохождению потока и тем меньший требуется намагничивающий ток для создания заданного потока. Таким образом, двигатели с наименьшим воздушным зазором имеют меньший намагничивающий ток и наибольший $\cos \varphi$. С ростом номинальной мощности двигателей размеры их воздушных зазоров растут медленнее,

чем мощность, поэтому с увеличением мощности двигателей повышается их $\cos \varphi$.

Зависимость к. п. д. асинхронного двигателя от полезной мощности P_2 , представленная на рис. 12.15, имеет такой же характер, как и для трансформаторов или большинства электрических машин. Мощность P_2 , представляя собой механическую мощность, отдаваемую двигателем, отличается от подводимой к нему мощности P_1 на значение потерь Δp , которые подразделяются на постоянные $\Delta p_{\text{пост}}$, не зависящие от нагрузки двигателя, и переменные $\Delta p_{\text{пер}}$, которые зависят от нагрузки: $\Delta p = \Delta p_{\text{пост}} + \Delta p_{\text{пер}}$.

К *постоянным потерям* относятся потери в стали на гистерезис и вихревые токи Δp_c и механические потери $\Delta p_{\text{т}}$, которые при изменении нагрузки остаются постоянными, такими же, как при холостом ходе: $\Delta p_{\text{пост}} = \Delta p_c + \Delta p_{\text{т}}$.

Переменными потерями являются электрические потери Δp_3 в обмотках статора и ротора ($\Delta p_3 = m_1 I_1^2 r_1 + m_2 I_2^2 r_2$), электрические потери в щеточном контакте $\Delta p_{\text{щ.э}}$ (в двигателях с фазным ротором), которые изменяются пропорционально току, и добавочные потери $\Delta P_{\text{доб}}$, изменяющиеся пропорционально квадрату тока нагрузки. Следует отметить, что добавочные потери возникают вследствие изменения относительного положения зубцов ротора и статора при вращении ротора, что приводит к изменению магнитного сопротивления и пульсации магнитного потока. Для снижения этих потерь может служить, например, скос пазов ротора относительно направления пазов статора. Итак,

$$\eta = P_2/P_1 = P_2/(P_2 + \Delta p_{\text{пост}} + \Delta p_{\text{пер}}). \quad (12.42)$$

К. п. д. по мере возрастания нагрузки изменяется от нуля при холостом ходе ($P_2 = 0$) до максимального значения, когда переменные потери равны постоянным. При дальнейшем увеличении нагрузки рост к. п. д. прекращается и его значение начинает уменьшаться.

Максимальный к. п. д. в двигателях средней и большей мощностей имеет место примерно при нагрузках 60–85% от номинальной, что учитывают при выборе двигателя для привода исполнительного механизма. С увеличением номинальной мощности двигателей их к. п. д. возрастает, так как при этом относительные суммарные потери уменьшаются.

§ 12.9. Пуск асинхронных двигателей

При подключении к сети обмотки статора двигатель трогается с места, а затем разгоняется до установившейся частоты вращения. При пуске, т. е. трогании с места, асинхронный двигатель должен развивать такой пусковой момент $M_{\text{п}}$, который превышал бы момент сопротивления нагрузки, так как в противном случае двигатель под нагрузкой не сможет запуститься. Пусковые свойства асинхронного двигателя определяются в основном конструкцией его ротора и характеризуются значениями пусковых тока $I_{\text{п}}$ и момента $M_{\text{п}}$. В каталогах для

каждого двигателя указывают кратность пускового тока ($I_{\text{п}}/I_{\text{н}}$) и кратность пускового момента ($M_{\text{п}}/M_{\text{н}}$).

В момент пуска ($n = 0, s = 1$), когда двигатель находится в режиме, аналогичном короткому замыканию трансформатора, ток достигает наибольшего значения. Пусковой ток в асинхронных двигателях может превышать номинальный в 5–7 раз, что неблагоприятно влияет на двигатель, перегревая его обмотку, а в случае ограниченной мощности сети, к которой подключен двигатель, ведет к заметному снижению напряжения в сети, что, в свою очередь, может отрицательно повлиять на работу других потребителей. Следовательно, в некоторых случаях, в частности для двигателей большой мощности, необходимо предпринимать определенные меры к снижению пускового тока. В тех случаях, когда статический тормозной момент $M_{\text{ст}}$ превышает пусковой, двигатель под нагрузкой без дополнительных мероприятий не запустится. Следовательно, необходимо увеличить пусковой момент. Для увеличения вращающего пускового момента с одновременным ограничением пусковых токов необходимо повышать активное сопротивление фазы обмотки ротора, что достигается в двигателях с короткозамкнутым ротором путем специальной конструкции обмотки ротора, а в двигателях с контактными кольцами — включением в цепь фазы ротора пускового реостата.

Согласно (12.32), вращающий момент

$$M = \frac{pm_2r_2}{2\pi f_1s} I_2^2 = \frac{pm_2r_2}{2\pi f_1} \frac{E_2^2s}{r_2^2 + (sx_2)^2} = \frac{pm_2}{2\pi f_1k_E^2} \frac{r_2sE_1^2}{r_2^2 + (sx_2)^2},$$

где $E_2^2 = E_1^2/k_E^2$; $I_2^2 = s^2E_2^2/[r_2^2 + (sx_2)^2]$. Полагая $f_1 = \text{const}$ и обозначая $pm_2/(2\pi f_1k_E^2) = C'_M$, получим

$$M = C'_M E_1^2 \frac{sr_2}{r_2^2 + (sx_2)^2} \approx C'_M U_1^2 \frac{sr_2}{r_2^2 + (sx_2)^2}. \quad (12.43)$$

Так как при нормальных условиях работы двигателя падение напряжения обмотке статора незначительно, то практически $E_1 = U_1$. Если в (12.43) принять $s = 1$, то выражение для определения начального пускового момента

$$M_{\text{п}} \approx C'_M U_1^2 r_2 / (r_2^2 + X_2^2). \quad (12.44)$$

Исходя из условия работы двигателя, его мощности и конструктивного выполнения ротора, пуск можно осуществлять несколькими способами: прямым пуском, когда обмотки статора подключают непосредственно к сети; пуском с подключением к обмотке фазового ротора пускового реостата; пуском при пониженном напряжении, т. е. когда в период пуска к обмотке статора подведено пониженное напряжение.

Прямой пуск. Прямой пуск применяется для большинства двигателей с короткозамкнутым ротором. В этом случае обмотки статора подключают к цепи с помощью электромагнитного выключателя (рис. 12.16, а). К недостаткам прямого пуска можно отнести: относительно малый пусковой момент $M_{\text{п}} = (1,2 \div 1,6) M_{\text{н}}$ и относительно большой пусковой ток $I_{\text{п}} = (5 \div 7) I_{\text{н}}$. Поэтому этот способ применяют

тогда, когда не требуется большого пускового момента и мощность двигателя относительно мощности сети невелика, вследствие чего пусковой ток не вызывает недопустимого падения напряжения сети и перегрева проводов.

Относительно небольшой пусковой момент при прямом пуске вызывает необходимость выбирать двигатель большей мощности, чем это требуется по условиям его работы. В самом деле, если зависимость тормозного момента от скорости $M_T(n)$ и механическая характеристика двигателя $M(n)$ имеют вид, показанный на рис. 12.16, б, то после включения обмотки статора к сети двигатель останется неподвижным при $M_n < M_T$, несмотря на то что при установившемся режиме ($M_T = M$) тормозной момент меньше номинального момента двигателя. Следовательно, согласно зависимости $M_T(n)$, необходимо выбирать двигатель большей мощности с таким расчетом, чтобы пусковой момент двигателя M_n был больше тормозного, т. е. $M_n > M_T$.

Для улучшения пусковых свойств асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором снабжаются роторами специальной конструкции (роторами с двойной «беличьей клеткой» и одной «беличьей клеткой», уложенной в глубокие пазы). Особенность этих двигателей состоит в том, что в период пуска происходит автоматическое увеличение сопротивления обмотки ротора, основанное на явлении вытеснения тока. На рис. 12.17 показаны формы пазов двухклеточных (а) и глубокопазных (б) двигателей. Двухклеточная обмотка ротора имеет пусковую (внешнюю) клетку 1, изготовленную из материала с повышенным сопротивлением (марганцовистая латунь или бронза), и рабочую (внутреннюю) клетку 2 большего сечения — из меди. Распределение тока между верхней и нижней клетками определяется их полными сопротивлениями. Активное сопротивление пусковой клетки значительно больше активного сопротивления рабочей клетки, обычно в 4—5 раз. Между внешней и внутренними клетками имеется узкая щель, от высоты и ширины которой зависит магнитный поток рассеяния внутренней клетки и, следовательно, ее индуктивность. Индуктивность внешней клетки значительно меньше, чем внутренней, вследствие того что магнитный поток вокруг ее стержней встречает на своем пути большие магнитные сопротивления воздушного зазора между ротором и статором, а также щели паза под стержнем. На рис. 12.17, а показаны линии магнитного поля,

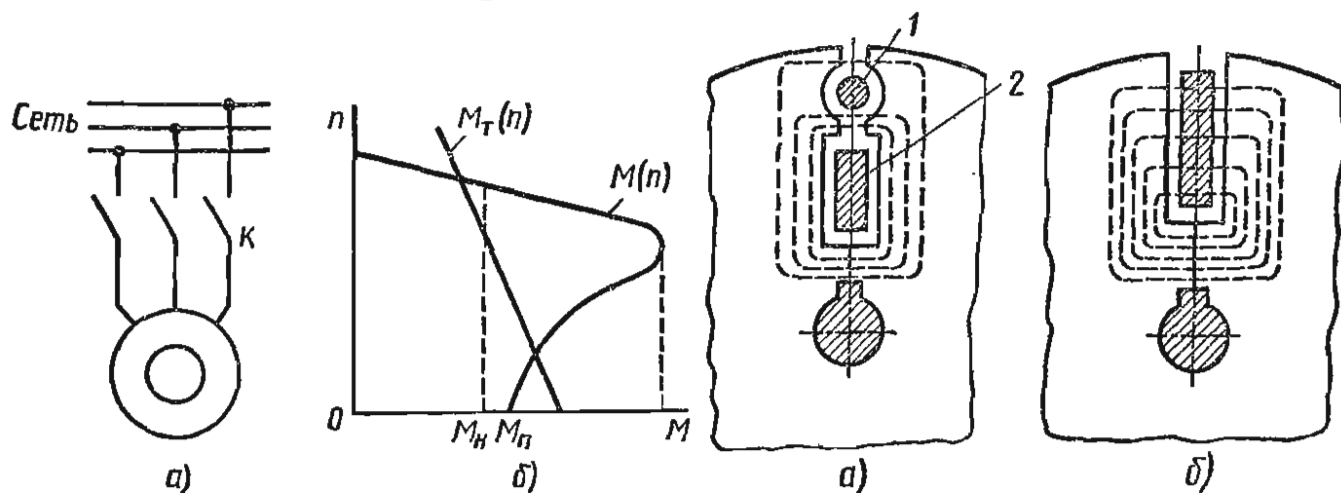


Рис. 12.16

Рис. 12.17

замыкающиеся вокруг стержней обмотки ротора. В начальный момент пуска, когда $n = 0$ и $s = 1$, индуктивное сопротивление внутренней клетки больше, чем внешней. Так как при неподвижном роторе индуктивные сопротивления клеток значительно превышают их активные сопротивления, то при пуске из-за большого индуктивного сопротивления внутренней клетки происходит как бы вытеснение тока из внутренней клетки во внешнюю, т. е. ток проходит в основном по проводникам внешней (пусковой) клетки. Активное сопротивление проводников пусковой клетки велико, благодаря чему уменьшается пусковой ток и увеличивается пусковой момент.

По мере разгона двигателя скольжение уменьшается от единицы до сотых долей и, следовательно, уменьшаются индуктивные сопротивления клеток ротора. При малом скольжении токи в роторе распределяются между стержнями внешней и внутренней клеток обратно пропорционально их сопротивлениям, проходя в основном во внутренней клетке. К концу пуска, когда двигатель достигает установившейся частоты вращения, вращающий момент двигателя создается практически только внутренней клеткой (поэтому она и называется рабочей).

В двигателях с одной глубокопазной клеткой, в которой высота паза ротора во много раз больше ширины (рис. 12.17, б), в пазы помещают стержни, обычно медные. В момент пуска, когда частота в роторе наибольшая, индуктивность внутренней части сечения каждого стержня обмотки ротора больше, чем периферийных, и ток вытесняется в верхние части стержней. Происходит как бы уменьшение площади поперечного сечения проводника и увеличение активного сопротивления ротора, а значит, увеличивается пусковой момент и уменьшается пусковой ток. По мере разгона двигателя частота тока в цепи ротора уменьшается и ток распределяется по сечению проводника более равномерно.

Пуск при пониженном напряжении. Когда мощность двигателя соизмерима с мощностью сети, используют различные способы снижения напряжения, подводимого к двигателю при пуске, что необходимо для уменьшения пускового тока. Однако снижение пускового тока

вызывает нежелательное уменьшение пускового момента, поэтому такой способ применяют тогда, когда двигатель запускается вхолостую или при неполной нагрузке.

Если статорная обмотка нормально работающего двигателя соединена треугольником, то его можно пускать при пониженном напряжении, перключив в начале пуска статорную обмотку на звезду (рис. 12.18), в результате чего напряжение, приходящееся на каждую фазу, уменьшается в $\sqrt{3}$ раз, а пусковой момент — примерно в три раза, так как он пропорционален квадрату напряжения [см. формулу (12.44)]. При этом пуско-

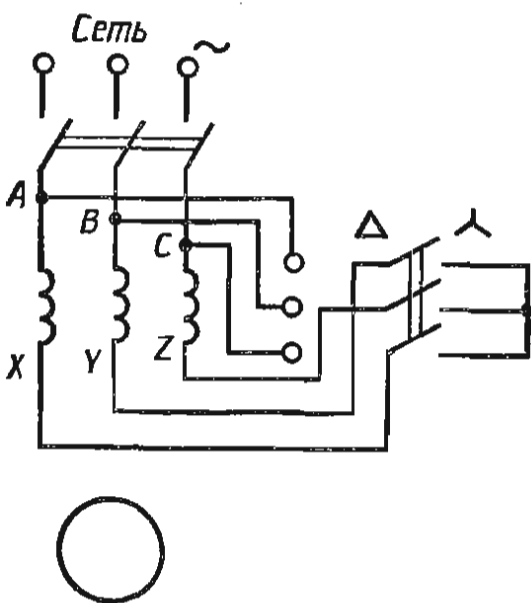


Рис. 12.18

вой ток в фазах статорной обмотки двигателя уменьшается в $\sqrt{3}$ раз, а в линейных проводах, т. е. проводах, соединяющих двигатель с сетью, — более чем в три раза.

Наряду с переключением обмотки статора с треугольника на звезду для понижения напряжения при пуске в некоторых случаях применяют понижающие трансформаторы, которые включают между двигателем и сетью.

В процессе пуска, когда двигатель при разгоне достигает установившейся частоты вращения, трансформатор переводится в положение, при котором к двигателю подводится номинальное напряжение сети.

Недостатком пуска при пониженном напряжении является значительное уменьшение пускового и максимального моментов двигателя, которые пропорциональны квадрату приложенного напряжения.

Пуск двигателей с фазным ротором. Пуск этих двигателей осуществляется с помощью пускового реостата, включенного в цепь ротора. Известно, что пусковой момент двигателя с увеличенным активным сопротивлением ротора больше, чем пусковой момент этого двигателя, если в цепь ротора не введено добавочное активное сопротивление, т. е. когда двигатель разгоняется по естественной характеристике. По естественной характеристике при тормозном моменте $M_{II} < M_T$ двигатель не запускается. Однако искусственная характеристика, построенная для двигателя с введенным в цепь ротора добавочным активным сопротивлением, благоприятна для пуска. Если после пуска вывести добавочное сопротивление, то двигатель перейдет на естественную характеристику.

На рис. 12.19, б представлена схема пуска двигателя с фазным ротором с помощью трехступенчатого трехфазного реостата, каждая фаза которого, состоящая из трех добавочных сопротивлений $R_{доб1}$, $R_{доб2}$, $R_{доб3}$, подключена в одну из фаз ротора. Обычно пусковой реостат состоит из нескольких ступеней (от трех до шести). Многоступенчатый реостат дает возможность в процессе пуска постепенно уменьшать пусковое сопротивление и одновременно поддерживать большое значение пускового момента двигателя. В начале пуска реостат вводится полностью, а затем в процессе разгона двигателя происходит ручное или автоматическое поочередное отключение его ступеней. Полное сопротивление реостата выбирается так, чтобы пусковой момент двигателя M_{II} был ближе к максимальному M_{max} (рис. 12.19, б), что ускоряет процесс пуска, а также чтобы он не превышал номинального более чем в 1,6–2,2 раза и за время пуска (1–5 с), т. е. чтобы реостат не перегревался. Исходя из последнего условия, в мощных двигателях с фазным ротором применяют пусковые реостаты с масляным охлаждением.

Так как пусковой реостат имеет несколько ступеней, то каждой из них соответствует своя искусственная механическая характеристика двигателя $M(n)$ (кривые А, В, С на рис. 12.19, а). По мере того как реостат выводится, двигатель при разгоне переходит с одной искусственной характеристики на другую, а по окончании процесса пуска

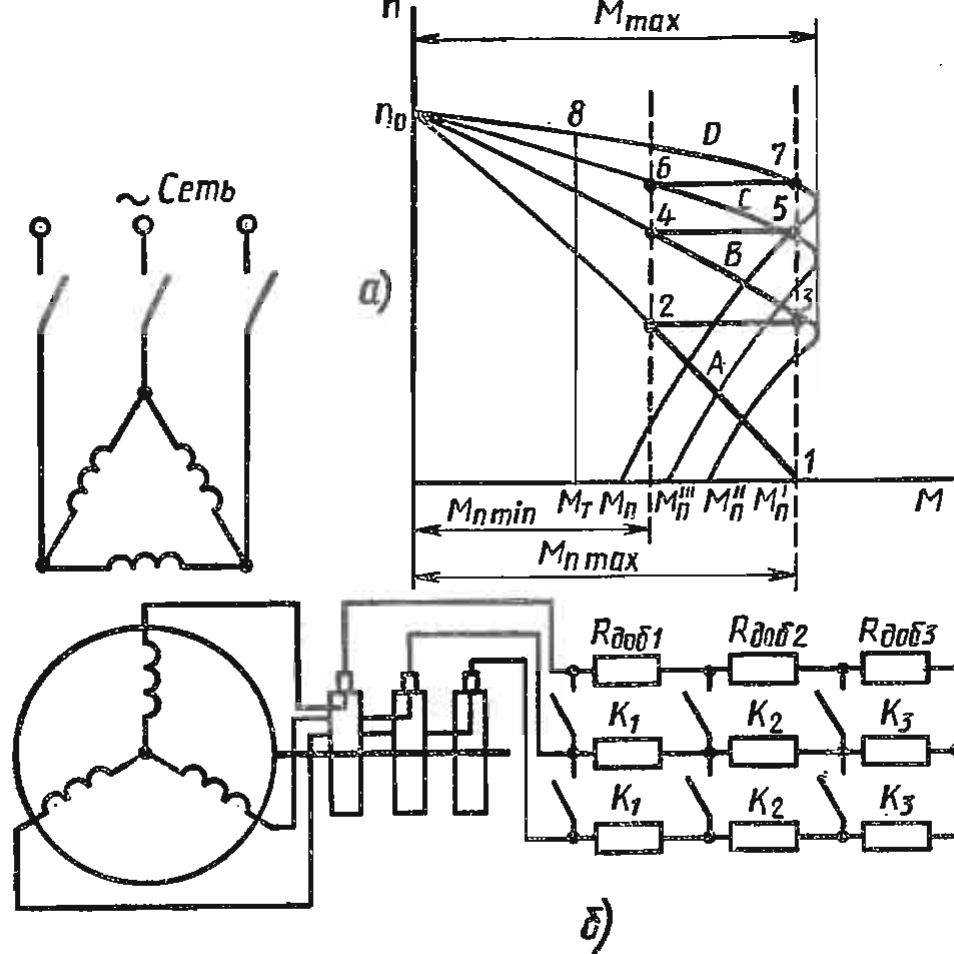


Рис. 12.19

реостат полностью выводится, вследствие чего двигатель переходит на естественную характеристику (кривая D на рис. 12.19, б).

Разгон двигателя начинается в точке 1 и происходит по характеристике A : По достижении некоторой скорости, соответствующей точке 2, третья ступень пускового реостата $R_{доб3}$ отключается и двигатель переходит на характеристику B — в точку 3, вследствие чего момент двигателя возрастет, однако скорость двигателя в течение небольшого промежутка времени переключения сохраняется неизменной ввиду инерции двигателя и связанного с ним исполнительного механизма. Далее разгон продолжается от точки 3 до точки 4, затем вторая ступень реостата отключается и двигатель переходит на характеристику C — в точку 5, после чего происходит разгон от точки 5 до точки 6 и последующее отключение первой ступени реостата. После отключения всех ступеней реостата обмотки ротора замыкаются накоротко и двигатель переходит на работу по естественной характеристике D . Разгон двигателя заканчивается в точке 8, определяемой тормозным моментом нагрузки M_T .

Введение добавочного активного сопротивления в цепь ротора при пуске кроме увеличения пускового момента и обеспечения плавного пуска позволяет ограничивать пусковой ток в роторе и, следовательно, в статоре, что особенно важно, когда двигатель работает в режиме частых пусков.

Недостатками этого способа пуска являются длительность и сложность пуска, а также необходимость применять более дорогие двигатели

с контактными кольцами, которые имеют меньший к. п. д. и $\cos \varphi$ по сравнению с двигателями с короткозамкнутым ротором (хотя для мощных двигателей эта разница незначительная).

Глава 13

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

§ 13.1. Устройство и принцип действия синхронной машины

Как было указано ранее, синхронные машины используют в качестве как генераторов, так и двигателей. Мощность современных синхронных трехфазных генераторов, применяемых на электростанциях, составляет десятки – сотни тысяч, а в некоторых случаях 1 млн. кВт·А и более.

Синхронные двигатели обычно бывают большой мощности, иногда применяют синхронные микродвигатели в устройствах, требующих поддержания строгого постоянства частоты вращения, например для привода вводных и выводных устройств электронно-вычислительных машин, а также различных устройств автоматики, измерительной техники и т. д.

Синхронные машины также используют в качестве *синхронных компенсаторов*, т. е. машин, работающих в режиме холостого хода и отдающих в сеть реактивную мощность. Синхронные компенсаторы служат для повышения коэффициента мощности ($\cos \varphi$) электрических установок промышленных предприятий и стабилизации напряжения в электрических сетях, ибо перевозбужденная синхронная машина в режиме холостого хода по отношению к сети эквивалентна конденсатору. Недовозбужденная синхронная машина, работающая вхолостую, по отношению к сети эквивалентна индуктивности. Действительно, изменяя ток возбуждения синхронной машины, можно менять реактивную мощность, отдаваемую синхронным компенсатором в сеть или потребляемую им из сети. Поэтому, изменяя реактивный ток, можно изменять потерю напряжения в сети, к которой присоединен компенсатор, т. е. производить стабилизацию напряжения сети.

Синхронные машины, используемые в качестве генераторов, соединяют жестко непосредственно с первичными двигателями, приводящими во вращение генераторы на электростанциях, т. е. с паровыми и газовыми турбинами, гидротурбинами. Генераторы, соединяемые с паровыми или газовыми турбинами, получили название *турбогенераторов*, а с гидротурбинами – *гидрогенераторов*. Турбогенераторы обычно имеют большую частоту вращения (1500–3000 об/мин), частота вращения гидрогенераторов меньшая.

Синхронные двигатели и генераторы состоят из двух основных частей: статора и ротора. Устройство статора синхронной машины принципиально не отличается от устройства статора асинхронной машины. Ротор представляет собой электромагнит, к обмотке которого подводится постоянный ток через два изолированных друг от друга и от вала контактных кольца, насаженных на вал ротора, и

неподвижные щетки, скользящие по контактному кольцу. По конструкции ротора синхронные машины подразделяют на неявнополусные и явнополусные. Явнополусный ротор используют в машине с четырьмя полюсами и более. На рис. 13.1,а показан ротор синхронной явнополусной машины, когда на полюсы надета обмотка возбуждения 1, а на рис. 13.1,б — ротор неявнополусной машины, когда обмотка возбуждения 1 уложена в продольных пазах, выфрезерованных по всей длине монолитного стального цилиндрического сердечника ротора. Обмотка возбуждения питается постоянным током от генератора постоянного тока, называемого *возбудителем*, который обычно соединен жестко с валом синхронной машины, или от выпрямительной установки. Мощность, необходимая для возбуждения, обычно составляет 0,3–3% от мощности синхронной машины.

На рис. 13.2 показана конструктивная схема явнополусной трехфазной синхронной машины, состоящей из статора 1, трехфазной обмотки статора 2, явнополусного ротора 3, обмотки ротора 4, вала ротора 5, контактных колец 6, щеток 7. Следует отметить, что обмотки статора и ротора имеют одинаковое число полюсов.

При вращении ротора 3 с частотой n магнитный поток Φ , создаваемый постоянным током возбуждения $I_{в}$, пересекает проводники обмотки статора и наводит в ее фазах переменную э. д. с., пропорциональную частоте вращения ротора и изменяющуюся с частотой

$$f_1 = pn/60. \tag{13.1}$$

Если к трехфазной обмотке статора подключить нагрузку, то протекающий через обмотку статора ток будет создавать вращающееся магнитное поле, частота вращения которого

$$n_0 = 60f_1/p = 60pn/(60p) = n. \tag{13.2}$$

Равенство (13.2) показывает принцип действия синхронной машины: ротор вращается синхронно с полем статора ($n_0 = n$), поэтому и электрические машины получили название *синхронных*.

Ту часть синхронной машины, в обмотке которой наводится э. д. с. и протекает ток нагрузки, называют *якорем*, а часть машины, где

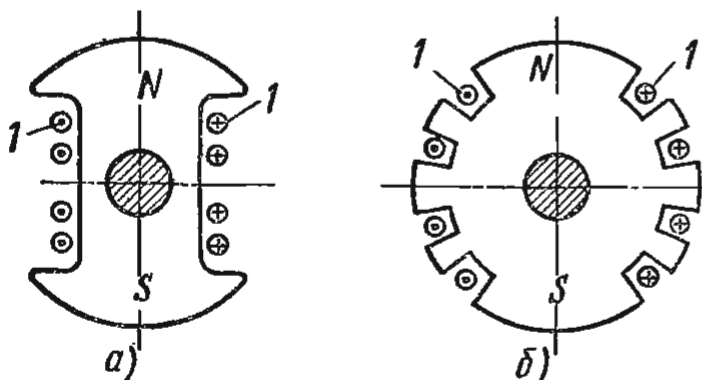


Рис. 13.1

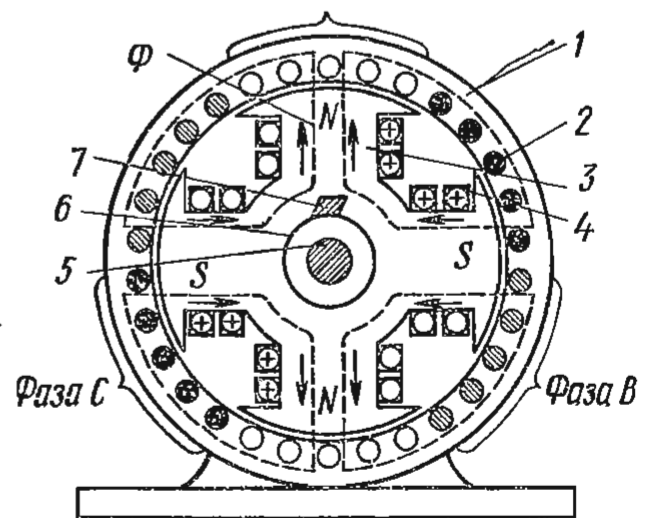


Рис. 13.2

расположена обмотка возбуждения, называется *индуктором*. В синхронной машине (рис. 13.2) статор является якорем, а ротор — индуктором (что характерно для машин, применяемых в промышленности). В некоторых случаях обмотку якоря располагают на роторе, а обмотку возбуждения — на статоре.

Синхронная машина, подключенная к сети, может отдавать в сеть или потреблять из нее электроэнергию, т. е. работать как генератор и как двигатель. В режиме двигателя при подключении обмотки статора к сети ток, протекающий по обмотке, создает вращающееся магнитное поле, и частота вращения ротора равна этой частоте, так как в результате взаимодействия поля с током ротора $I_{\text{в}}$ создается вращающий электромагнитный момент M . Если синхронная машина работает в генераторном режиме, то взаимодействие вращающегося магнитного поля статора с током ротора $I_{\text{в}}$ создает тормозной момент.

§ 13.2. Холостой ход синхронного генератора

Режим работы генератора, при котором ток в обмотке якоря (статора) равен нулю, называется *холостым ходом*. При холостом ходе магнитный поток Φ_0 создается только м. д. с. обмотки возбуждения. Этот поток, проходя через воздушный зазор, сцепляется с обмоткой якоря и при вращении индуктора наводит в каждой фазе обмотки якоря э. д. с. Форма кривой э. д. с., индуцированной в обмотке якоря при холостом ходе, должна быть возможно ближе к синусоиде. Напряжение (э. д. с.) считается практически синусоидальным, если разность между ординатой действительной кривой напряжения и ординатой идеальной синусоиды в одной и той же точке не превышает 5% для генераторов мощностью выше 1000 кВ·А и 10% для генераторов мощностью от 10 до 1000 кВ·А. Для получения близкой к синусоидальной формы кривой напряжения (э. д. с.) необходимо, чтобы распределение магнитного потока по окружности статора генератора было близким к синусоидальному. Для этого в неявнополюсных машинах обмотку возбуждения распределяют таким образом по окружности сердечника ротора, чтобы снизились амплитуды м. д. с. высших гармоник. В явнополюсных машинах этого добиваются, увеличивая зазор по краям полюсных наконечников. Обмотку якоря трехфазных генераторов обычно соединяют звездой, так как при этом отсутствуют третьи гармоники тока и третьи гармоники линейных напряжений, а также уменьшаются потери мощности в машине.

На рис. 13.3 показана схема синхронного генератора, вал ротора 3 которого с помощью первичного двигателя вращается с постоянной частотой n_0 . Ток возбуждения $I_{\text{в}}$, поступающий в обмотку ротора 4 от источника постоянного тока через контактные кольца 2, можно регулировать от нуля до определенного максимального значения, что позволяет изменять магнитный поток ротора в широких пределах. Изменение магнитного потока ротора дает возможность получать различ-

ные значения э. д. с., индуцируемых в фазах обмотки статора 1. При трехфазной обмотке статора в фазах индуцируются э. д. с., сдвинутые по фазе на угол $2\pi/3$. Действующее значение синусоидальной э. д. с. E_0 , индуцируемой при холостом ходе в фазе статора, может быть рассчитано, как и для асинхронных машин, по формуле

$$E_0 = 4,44f_1w_a k_{об\alpha} \Phi_0, \quad (13.3)$$

где $k_{об\alpha}$ — обмоточный коэффициент якоря; w_a — число витков в фазе статора, включенных последовательно; Φ_0 — максимальный магнитный поток полюса ротора при токе возбуждения I_B ; f_1 — частота э. д. с. статора, определяемая по формуле (13.1).

Большое значение при анализе работы синхронного генератора имеет характеристика холостого хода, представляющая собой зависимость э. д. с. E_0 от тока возбуждения I_B при $n_0 = \text{const}$ (рис. 13.4, а). На рис. 13.4, б представлена векторная диаграмма, соответствующая этой характеристике. Согласно (13.3), при $n_0 = \text{const}$ ($f_1 = \text{const}$) э. д. с. E_0 пропорциональна Φ_0 , значит, той же кривой рис. 13.4, а (но в другом масштабе) можно представить зависимость $\Phi_0 = f(I_B)$.

При малых значениях тока возбуждения магнитный поток мал, а значит, стальные участки магнитопровода машины не насыщены, благодаря чему магнитное сопротивление этих участков незначительно. Магнитный поток в этом случае практически определяется магнитным сопротивлением воздушного зазора между ротором и статором, а характеристика $\Phi_B = f(I_B)$ [или в другом масштабе характеристика холостого хода $E_0 = f(I_B)$] имеет линейную зависимость (линейный участок на рис. 13.4, а). По мере возрастания магнитного потока стальные участки магнитопровода насыщаются и возрастает их магнитное сопротивление, а при индукции в стали более 1,7–1,8 Тл сопротивление этих участков настолько велико, что характеристика $E_0 = f(I_B)$ становится нелинейной. Обычно номинальный режим синхронных генераторов соответствует «колену» кривой $E_0 = f(I_B)$ (на рис. 13.4, а точка с координатами I_{B0} и $E_{0ном}$).

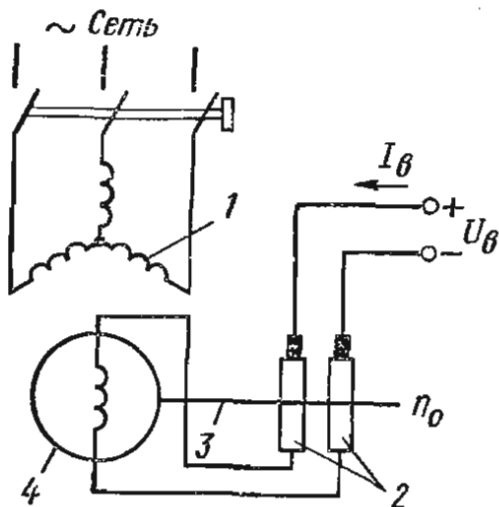


Рис. 13.3

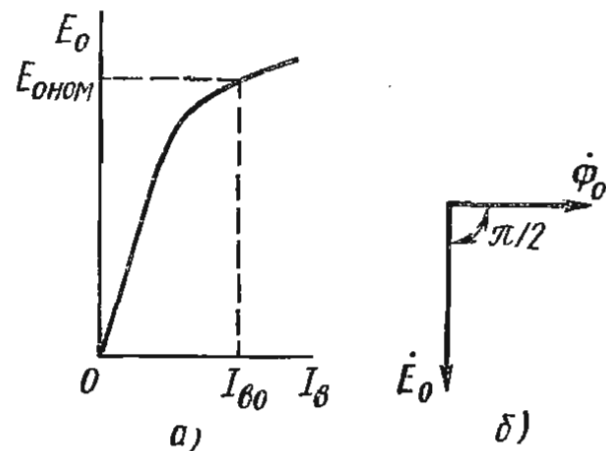


Рис. 13.4

§ 13.3. Работа синхронного генератора под нагрузкой

Рассмотрим работу трехфазного синхронного генератора при симметричной нагрузке, когда он работает независимо от других синхронных машин. При симметричной нагрузке в фазных обмотках проходят одинаковые токи, сдвинутые по фазе на угол $2\pi/3$. Эти токи создают магнитное поле, которое вращается относительно якоря в ту же сторону и с той же частотой, что и поле обмотки возбуждения (ротора). Таким образом, магнитные потоки возбуждения Φ_v и якоря Φ_a в синхронной машине взаимно неподвижны. В машине, работающей под нагрузкой, т. е. когда токи в фазах статора не равны нулю, результирующий магнитный поток $\Phi_{рез}$ в отличие от холостого хода создается не только м. д. с. обмотки возбуждения, но и м. д. с. обмотки якоря. Воздействие м. д. с. якоря на поле синхронной машины, создаваемое обмоткой возбуждения, называется *реакцией якоря*. Следовательно, под действием реакции якоря изменяется результирующий магнитный поток и, естественно, напряжение генератора, причем реакция якоря и напряжение генератора зависят от значения и характера нагрузки, значения м. д. с. обмотки возбуждения, свойств магнитной системы машины и т. д. Магнитное поле якоря в зависимости от того, на какую нагрузку работает генератор, будет или ослаблять основное поле полюсов, или усиливать его. В зависимости от характера нагрузки ток синхронного генератора может совпадать по фазе с э. д. с. E_0 , наведенной потоком полюсов Φ_0 , или отставать, или опережать E_0 .

Рассмотрим влияние реакции якоря на рабочие свойства синхронного генератора при различных углах сдвига фаз ψ между э. д. с. E_0 и током I в обмотке якоря. Угол ψ зависит от характера нагрузки, т. е. от сопротивлений r , X_L и X_C . Поэтому рассмотрим реакцию якоря трехфазного генератора с явно выраженными полюсами для трех частных случаев нагрузки: активной, индуктивной и емкостной.

Реакция якоря при активной нагрузке. При активной нагрузке угол сдвига фаз ψ между э. д. с. E_0 и током I в каждой фазе обмотки якоря равен нулю, т. е. $\psi = 0$ (рис. 13.5, б). Так как магнитные потоки якоря и полюсов относительно друг друга неподвижны, то реакцию якоря можно рассматривать для какого-то определенного момента времени, например когда ток в одной из фаз достигает максимального значения. В этом случае отпадает необходимость в изображении всех трех фаз, так как амплитуда результирующего потока трехфазной

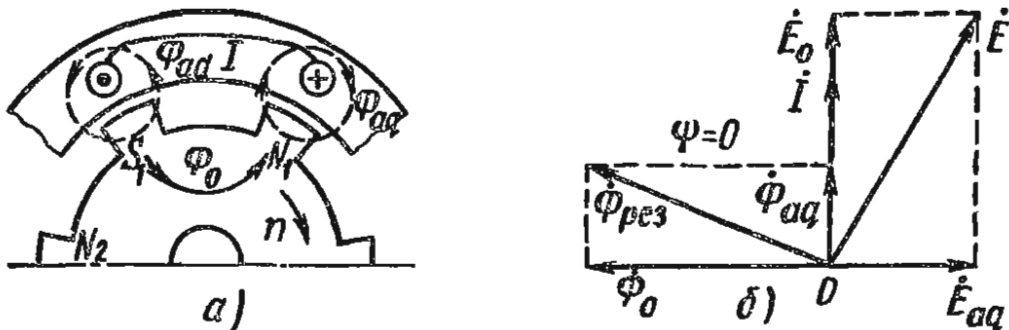


Рис. 13.5

машины, как известно, совпадает с амплитудой потока той фазы, в которой в данный момент ток максимален. На рис. 13.5,а показаны полюсы машины и одна фаза якоря, причем последняя заменена одной катушкой. Так как при $\psi = 0$ э. д. с. E_0 совпадает по фазе с током I , то ток имеет максимальное значение в тот же момент, что и э. д. с., т. е. когда стороны катушки находятся под серединами полюсов. Так как магнитное поле якоря вызывается током его обмотки, то значение этого поля в рассматриваемый момент наибольшее. Направление поля реакции якоря находится по правилу правоходового винта. Из рис. 13.5,а видно, что поле реакции якоря ослабляет поле полюсов под набегающим краем полюса и усиливает его под убегающим краем, при этом поле якоря Φ_{aq} по отношению к оси полюсов является поперечным. Если магнитная система генератора не насыщена, то, когда полюсы расположены непосредственно под проводниками якоря, результирующий поток ($\Phi_{рез}$) почти не изменяется по значению, а лишь несколько «перекашивается». В случае насыщенной магнитной системы машины усиление поля под сбегающим краем полюса несколько меньше, чем его ослабление под набегающим краем, в результате чего суммарное поле несколько уменьшится. Для учета влияния поперечного поля реакции якоря Φ_{aq} считают, что оно индуцирует в обмотке якоря э. д. с. E_{aq} (рис. 13.5,б).

Реакции якоря при индуктивной нагрузке. При индуктивной нагрузке ток отстает по фазе от э. д. с. E_0 на угол $\psi = \pi/2$ (рис. 13.6,б). В этом случае ток катушки достигает максимального значения на четверть периода позднее, чем э. д. с., т. е. после того как полюсы сдвинутся вправо на половину полюсного деления относительно того положения, при котором э. д. с. имеет максимальное значение (рис. 13.6,а). Иначе говоря, ток максимален, когда середина полюсов сдвинется на 90 эл. град и они находятся как раз посередине между сторонами катушки.

Из рис. 13.6,а видно, что часть магнитного потока, образующегося вокруг проводников якоря, составляет поток рассеяния $\Phi_{\sigma a}$. Часть потока входит в ротор и замыкается через два соседних полюса вдоль полюсов, образуя продольное поле реакции якоря Φ_{ad} . Продольный поток реакции якоря как под набегающим краем полюса, так и под его убегающим краем направлен диаметрально противоположно потоку полюсов, ослабляя тем самым основное поле машины, т. е. оказывая размагничивающее действие. Для учета влияния продольного поля реак-

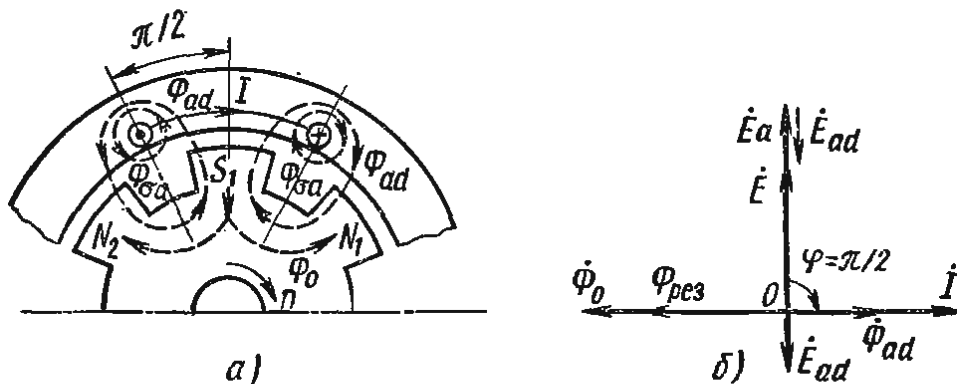


Рис. 13.6

ции якоря полагают, что оно индуцирует в обмотке якоря э. д. с. E_{ad} (рис. 13.6, б).

Поток рассеяния $\Phi_{\sigma a}$, замыкающийся в основании через воздух только вокруг проводников обмотки статора (якоря), индуцирует в каждой фазе обмотки якоря э. д. с. рассеяния $\dot{E}_{\sigma a} = -jI X_{\sigma a}$, где $X_{\sigma a}$ — индуктивное сопротивление, обусловленное потоком рассеяния. Поток рассеяния $\Phi_{\sigma a}$ не оказывает влияния на поле полюсов.

Реакция якоря при емкостной нагрузке. При емкостной нагрузке ток опережает по фазе э. д. с. E_0 на угол $\pi/2$. В этом случае ток максимален на четверть периода раньше, чем э. д. с., т. е. тогда, когда вращающиеся полюсы своими серединами не доходят на 90 эл. град до такого положения, при котором э. д. с. в катушке максимальна. Соответствующая картина распределения магнитных потоков представлена на рис. 13.7, а. Из рисунка видно, что поле реакции якоря продольное Φ_{ad} и что оно как под набегающим, так и под убегающим краями полюсов усиливает основное поле машины, т. е. при емкостной нагрузке реакция якоря намагничивающая. Учет влияния этой реакции якоря с помощью E_{ad} показан на рис. 13.7, б.

Итак, в синхронном генераторе реакция якоря зависит от характера нагрузки и при отстающем токе является размагничивающей, а при опережающем — намагничивающей.

При работе синхронного генератора под нагрузкой э. д. с. в каждой фазе обмотки статора \dot{E} с учетом явления реакции якоря будет несколько отличаться от э. д. с. \dot{E}_0 при холостом ходе, так как эта э. д. с. индуцируется не магнитным потоком холостого хода Φ_0 , а результирующим магнитным потоком $\Phi_{рез}$. Векторы этих э. д. с. для всех трех рассмотренных случаев нагрузки изображены на соответствующих диаграммах (рис. 13.5, б; 13.6, б; 13.7, б). При построении векторных диаграмм исходят из положения, что если поток реакции якоря в машине равен Φ_a (в явнополюсной машине этот поток делится на Φ_{aq} и Φ_{ad}), то результирующий магнитный поток в зазоре ненасыщенной машины

$$\dot{\Phi}_{рез} = \dot{\Phi}_0 + \dot{\Phi}_a, \quad (13.4)$$

а э. д. с., индуцируемая потоком $\Phi_{рез}$ в фазе статора явнополюсного генератора,

$$\dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{E}_a, \quad (13.5)$$

где \dot{E}_0 — комплексная э. д. с., индуцируемая в фазе статора потоком $\dot{\Phi}_0$; \dot{E}_a — комплексная э. д. с., индуцируемая в фазе статора потоком реакции якоря $\dot{\Phi}_a$; E_a пропорциональна потоку Φ_a , а в ненасыщенной машине — и току якоря I , поэтому ее можно рассматривать как э. д. с. самоиндукции, наведенную в обмотке якоря, и представить в виде $\dot{E}_a = -jI X_a$, где X_a — индуктивное сопротивление синхронной машины, обусловленное потоком якоря.

Э. д. с. явнополюсного генератора при его работе под нагрузкой равна

$$\dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{ad}, \quad (13.6)$$

где \dot{E}_{aq} и \dot{E}_{ad} — э. д. с., индуцируемые соответственно потоками Φ_{aq} и

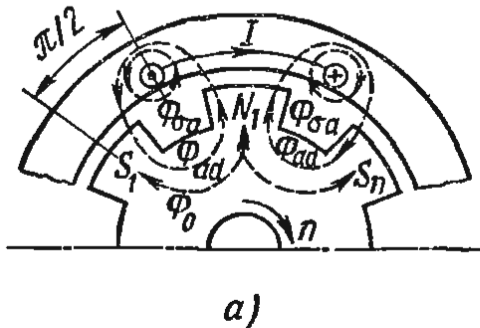


Рис. 13.7

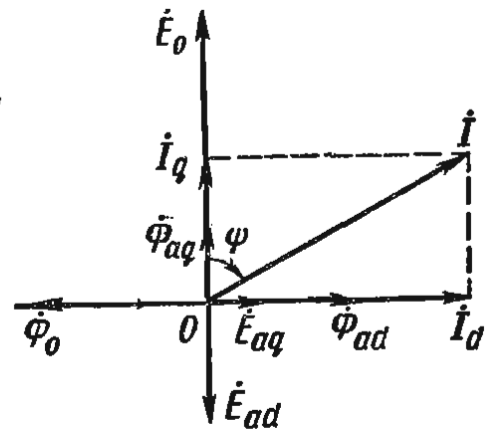
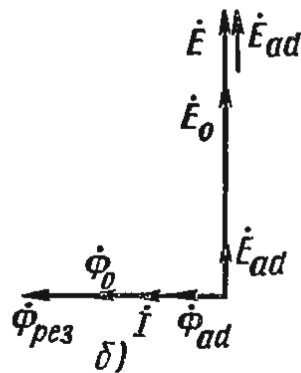


Рис. 13.8

Φ_{ad} . Для ненасыщенной машины можно считать, что

$$\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q X_{aq}; \dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d X_{ad} \quad (13.7)$$

где X_{aq} и X_{ad} — индуктивные сопротивления обмотки якоря, соответственно обусловленные полями поперечной и продольной реакций якоря. В соответствии с рис. 13.8 ток якоря I можно представить в виде поперечной $I_q = I \cos \psi$ и продольной $I_d = I \sin \psi$ составляющих.

В синхронных машинах с неявно выраженными полюсами магнитное сопротивление воздушного зазора одинаково по всей окружности ротора и не зависит от взаимного расположения статора и ротора, поэтому отпадает необходимость в разделении магнитного потока, проникающего из статора в ротор, на поперечную и продольную составляющие. В этом случае магнитное поле реакции якоря Φ_a индуцирует в обмотке якоря э. д. с. E_a .

Полученные выводы справедливы и для общего случая, когда нагрузка смешанная, т. е. когда угол сдвига фаз ψ по абсолютному значению меньше 90° . Отстающий ток (активно-индуктивная нагрузка) размагничивает машину, а опережающий ток (активно-емкостная нагрузка) подмагничивает ее.

§ 13.4. Векторные диаграммы, внешние и регулировочные характеристики синхронного генератора

Векторные диаграммы широко используются как при качественном, так и количественном анализе работы синхронных генераторов и двигателей. При качественном анализе используют упрощенные диаграммы, при количественном анализе — уточненные.

Векторная диаграмма неявнополюсного генератора. Э. д. с., наводимая в фазе обмотке статора,

$$\dot{E} = \dot{U} + jX_{\sigma a} \dot{I} + \dot{I} r_a \quad (13.8)$$

где U — напряжение на зажимах фазы статора; $X_{\sigma a}$ — индуктивное сопротивление обмотки статора, обусловленное потоком рассеяния $\Phi_{\sigma a}$; r_a — активное сопротивление фазы обмотки якоря.

Из (13.8) с учетом (13.5) имеем

$$\dot{U} = \dot{E} - j\dot{I}X_{\sigma a} - \dot{I}r_a = \dot{E}_0 + \dot{E}_a - j\dot{I}X_{\sigma a} - \dot{I}r_a, \quad (13.9)$$

откуда $\dot{E}_0 = \dot{U} - \dot{E}_a + j\dot{I}X_{\sigma a} + \dot{I}r_a$, или

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + j\dot{I}X_a + j\dot{I}X_{\sigma a} + \dot{I}r_a = \dot{U} + j\dot{I}X_{\text{сн}} + \dot{I}r_a, \quad (13.10)$$

где $X_a + X_{\sigma a} = X_{\text{сн}}$ — полное, или синхронное, индуктивное сопротивление машины; $\dot{E}_a = -j\dot{I}X_a$ — э. д. с., наведенная в фазе статора ненасыщенной машины потоком реакции якоря $\dot{\Phi}_a$. Активное сопротивление цепи якоря r_a невелико по сравнению с сопротивлением $X_{\text{сн}}$, поэтому падением напряжения $\dot{I}r_a$ в активном сопротивлении можно пренебречь, так как оно сравнительно невелико. Тогда уравнение (13.9) принимает вид

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + j\dot{I}X_a + j\dot{I}X_{\sigma a} = \dot{U} + j\dot{I}X_{\text{сн}}. \quad (13.11)$$

На рис. 13.9 показана векторная диаграмма, построенная согласно уравнениям (13.8) и (13.10) для ненасыщенного неявнополюсного генератора. Магнитный поток рассеяния $\Phi_{\sigma a}$ совпадает по фазе с током якоря, а э. д. с. рассеяния $\dot{E}_{\sigma a}$ отстает от этого потока и тока на угол $\pi/2$. Основным сопротивлением на пути потока реакции якоря Φ_a является воздушный зазор, поэтому поток Φ_a совпадает по фазе с током якоря I и пропорционален ему. Э. д. с. \dot{E}_a отстает от индуцирующего ее потока Φ_a на угол $\pi/2$. Угол ψ есть угол между векторами \dot{E}_0 и \dot{I} , а угол θ — угол между векторами \dot{E}_0 и \dot{U}_0 , называемый *углом нагрузки*. При работе синхронной машины в качестве генератора вектор напряжения \dot{U} всегда отстает от вектора э. д. с. \dot{E} и θ считается положительным. С увеличением нагрузки θ увеличивается.

На рис. 13.10 показана упрощенная векторная диаграмма синхронного неявнополюсного генератора, построенная в соответствии с уравнением (13.11). Эту диаграмму широко используют при качественном анализе работы синхронной машины.

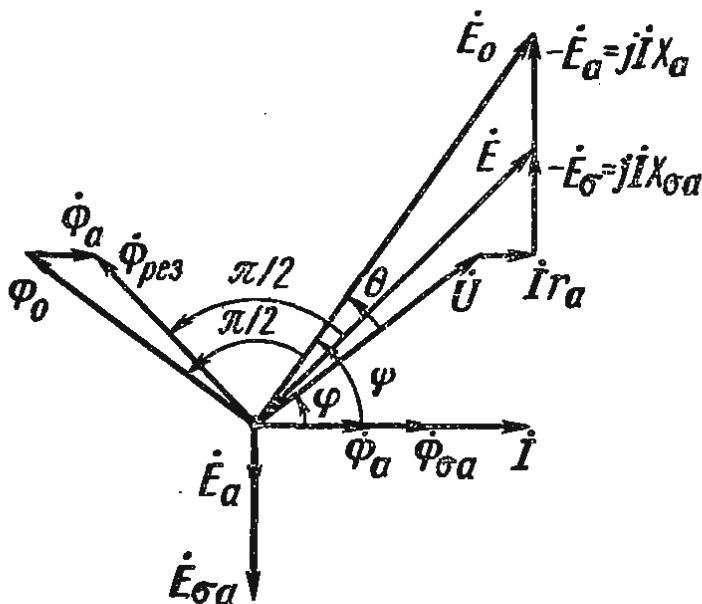


Рис. 13.9

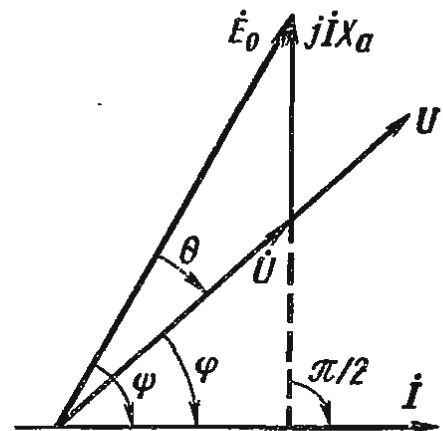


Рис. 13.10

Векторная диаграмма явнополюсного генератора. Векторную диаграмму синхронной явнополюсной машины (рис. 13.11) можно построить согласно уравнению (13.9), которое с учетом (13.6) принимает вид

$$\dot{U} = \dot{E} - j\dot{I}X_{\sigma a} - \dot{I}r_a = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} - j\dot{I}X_{\sigma a} - \dot{I}r_a. \quad (13.12)$$

Если пренебречь сопротивлением r_a , которое очень мало, то уравнение (13.12) можно переписать:

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} - j\dot{I}X_{\sigma a} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma a}, \quad (13.13)$$

где $\dot{E}_{\sigma a} = -j\dot{I}X_{\sigma a}$ — э. д. с. рассеяния, индуцируемая в обмотке якоря потоком рассеяния, которую можно представить в виде суммы двух составляющих, ориентированных по продольной и поперечной осям:

$$\dot{E}_{\sigma a} = \dot{E}_{\sigma ad} + \dot{E}_{\sigma aq}, \quad (13.14)$$

$$\dot{E}_{\sigma ad} = -j\dot{I}_d X_{\sigma a}; \quad \dot{E}_{\sigma aq} = -j\dot{I}_q X_{\sigma a}. \quad (13.15)$$

Уравнение (13.13) с учетом (13.14) записывается в виде

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma ad} + \dot{E}_{\sigma aq} = \dot{E}_0 + \dot{E}_d + \dot{E}_q, \quad (13.16)$$

где $\dot{E}_d = \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{\sigma ad}$; $\dot{E}_q = \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma aq}$. Заменяя в (13.16) э. д. с. соответствующими индуктивными падениями напряжения, получим

$$\dot{U} = E_0 - j\dot{I}_d X_{ad} - j\dot{I}_q X_{aq} - j\dot{I}_d X_{\sigma a} - j\dot{I}_q X_{\sigma a} = \dot{E}_0 - j\dot{I}_d X_d - j\dot{I}_q X_q, \quad (13.17)$$

где $X_d = X_{ad} + X_{\sigma a}$; $X_q = X_{aq} + X_{\sigma a}$ — полные, или синхронные, индуктивные сопротивления обмотки якоря по продольной и поперечной осям.

На рис. 13.12 приведена векторная диаграмма, построенная в соответствии с уравнением (13.17). Если известны векторы напряжения \dot{U} и тока \dot{I} , а угол ψ неизвестен, то его можно найти, проведя из конца вектора напряжения \dot{U} отрезок ab , равный $\dot{I}X_q$ и перпендикулярный вектору тока \dot{I} , причем точка b будет находиться на векторе \dot{E}_0 или его продолжении, так как

$$ab \cos \psi = \dot{I}X_q \cos \psi = \dot{I}_q X_q = E_q.$$

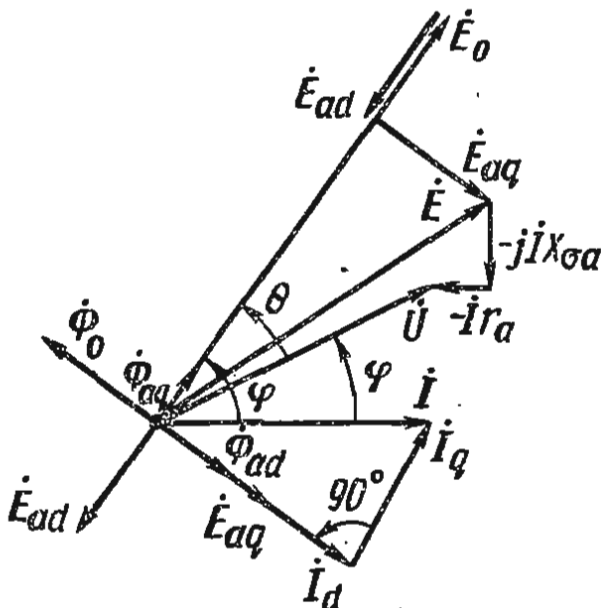


Рис. 13.11

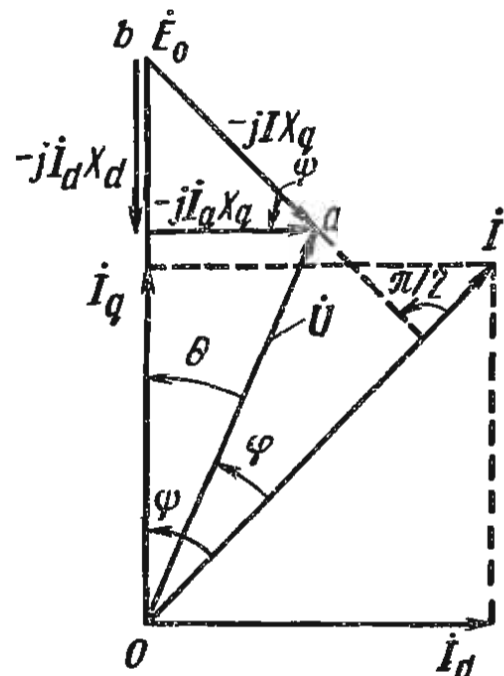


Рис. 13.12

Внешние характеристики синхронного генератора. Характеристики $U(I)$, описывающие зависимость напряжения синхронного генератора U от тока нагрузки I , называются *внешними характеристиками генератора*. Согласно (13.11), напряжение на зажимах каждой фазы статора генератора

$$\dot{U} = \dot{E}_0 - j\dot{I}X_{сн}. \quad (13.18)$$

На рис. 13.13 показаны упрощенные векторные диаграммы синхронного неявнополюсного генератора для активной (а), активно-индуктивной (б) и активно-емкостной (в) нагрузок. Как видно из диаграмм, при активной и активно-индуктивной нагрузках э. д. с. генератора E_0 больше напряжения U на зажимах каждой из его фаз, а при активно-емкостной нагрузке э. д. с. E_0 меньше U . Таким образом, с ростом нагрузки при активной и активно-индуктивной нагрузках напряжение генератора уменьшается, а при активно-емкостной — увеличивается.

Из векторных диаграмм и уравнения (13.18) следует, что напряжение U зависит от характера нагрузки и от э. д. с. E_0 . Последняя же является функцией частоты вращения и тока возбуждения генератора. Чтобы исключить влияние характера нагрузки, частоты вращения ротора и тока возбуждения генератора, построение внешних характеристик производят при $\cos \varphi = \text{const}$, $n = \text{const}$ и $I_b = \text{const}$.

На рис. 13.14 показаны внешние характеристики синхронного генератора для активной ($\varphi = 0$), для активно-индуктивной ($\varphi > 0$, когда напряжение U опережает ток I) и для активно-емкостной ($\varphi < 0$, когда напряжение U отстает от тока I) нагрузок. Характеристики построены при $I_b = \text{const}$ или $E_0 = \text{const}$, т. е. каждая кривая соответствует случаю, когда при изменении нагрузки $\cos \varphi$ остается неизменным.

Для получения напряжения генератора $U_{\text{ном}}$ при номинальной нагрузке ($I = I_{\text{ном}}$) при постоянном $\cos \varphi$ необходимо устанавливать определенное значение э. д. с. E_0 . С изменением $\cos \varphi$ необходимо устанавливать соответственно другие значения э. д. с. E_0 . Действительно, если установить такую э. д. с. E_0 , чтобы при номинальной нагрузке ($I = I_{\text{ном}}$) активно-индуктивного характера получить номинальное напряжение $U_{\text{ном}}$, т. е. если нагрузка станет активной и тем более активно-емкостной, то при этой э. д. с. E_0 напряжение генератора будет выше

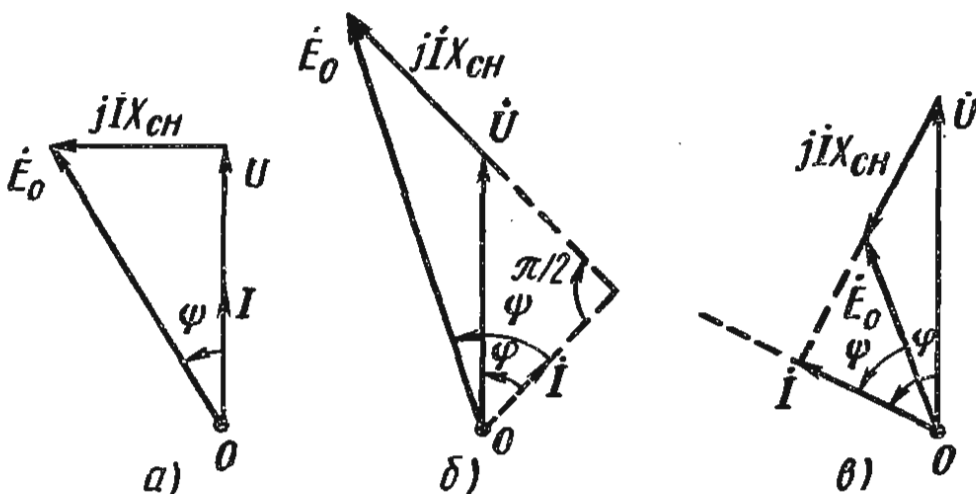


Рис. 13.13

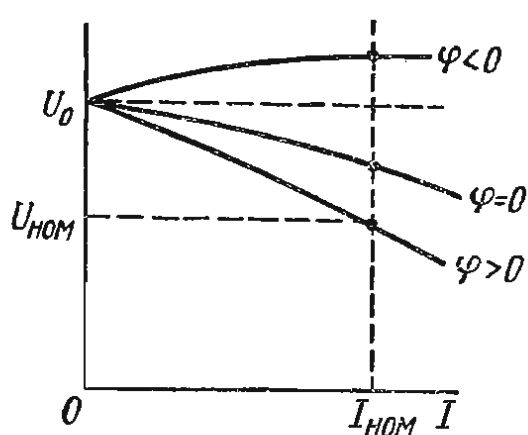


Рис. 13.14

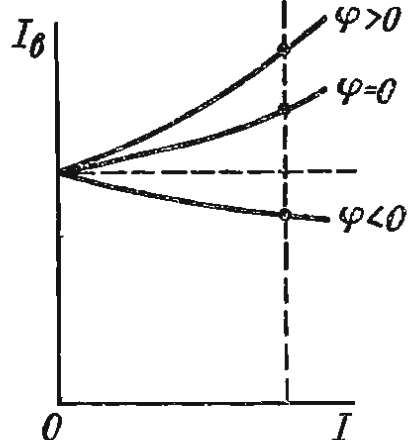


Рис. 13.15

номинального (рис. 13.14). Относительное изменение напряжения генератора в процентах при переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки определяется по формуле

$$\Delta U = \frac{U_0 - U_{\text{НОМ}}}{U_{\text{НОМ}}} \cdot 100, \quad (13.19)$$

где $U_0 = E_0$ — напряжение при холостом ходе; $U_{\text{НОМ}}$ — напряжение при номинальном токе ($I = I_{\text{НОМ}}$).

Генераторы чаще всего работают на активно-индуктивную нагрузку при $\cos \varphi = 0,9 \div 0,85$. При этом изменение напряжения $\Delta U = 25 \div 35 \%$. Для того чтобы при изменении нагрузки поддерживать напряжение генератора постоянным, близким к номинальному, необходимо соответствующим образом изменять э. д. с. генератора путем воздействия на его ток возбуждения. Для стабилизации напряжения U генератора применяют специальные регуляторы тока возбуждения.

Зависимость тока возбуждения $I_{\text{в}}$ от тока нагрузки I , показывающая, как следует изменять ток возбуждения при изменении нагрузки, чтобы напряжение было постоянным, называется *регулирующей характеристикой* синхронного генератора. На рис. 13.15 показаны регулировочные характеристики для различного характера нагрузки. Чтобы исключить влияние характера нагрузки и частоты вращения генератора, эти характеристики строят при $\cos \varphi = \text{const}$ и $n = \text{const}$.

Как видно из рис. 13.15, для поддержания напряжения генератора неизменным с возрастанием нагрузки при $\varphi = 0$ и $\varphi > 0$ необходимо ток возбуждения увеличивать, а при $\varphi < 0$ — уменьшать.

§ 13.5. Мощность и электромагнитный (вращающий) момент синхронной машины

Мощность, получаемая генератором от первичного двигателя, преобразуется в нем в электромагнитную мощность. Баланс мощностей одной фазы генератора описывается уравнением

$$E_0 I \cos \psi = UI \cos \varphi + I^2 r, \quad (13.20)$$

где $E_0 I \cos \psi$ — электромагнитная мощность, т. е. мощность, получаемая одной фазой якоря от индуктора электромагнитным путем; $UI \cos \varphi$ — активная мощность, отдаваемая одной фазой генератора в сеть; $I^2 r$ — потери мощности в одной фазе обмотки якоря.

Электромагнитный момент на валу генератора

$$M = \frac{P_{эм}}{\omega} = \frac{m}{\omega} E_0 I \cos \psi, \quad (13.21)$$

где m — число фаз обмотки якоря; $P_{эм}$ — электромагнитная мощность. В синхронных машинах, особенно в машинах большой и средней мощностей, потери мощности в обмотке статора (якоря $\Delta p_{аэл} = mI^2 R_a$) очень малы по сравнению с электрической мощностью P , отдаваемой генератором (или потребляемой двигателем). Практически величиной $\Delta p_{аэл}$ можно пренебречь и считать, что электромагнитная мощность машины $P_{эм} = P$.

Если активная мощность, отдаваемая синхронным генератором,

$$P = mUI \cos \varphi, \quad (13.22)$$

то, пренебрегая активными потерями в генераторе и приравнивая его активную мощность к электромагнитной, получим выражение для момента через активную мощность:

$$M = mUI \cos \varphi / \omega. \quad (13.23)$$

Если машина работает в режиме генератора, то развиваемый ею момент противодействует вращению ротора, т. е. будет тормозным. Выражение (13.23) справедливо и для случая работы машины в двигательном режиме, но только в этом случае момент M становится движущим. На рис. 13.16 приведена векторная диаграмма для неявнополюсной машины, построенная при $R_a = 0$. Из диаграммы следует, что $E_0 \sin \theta = IX_{сн} \cos \varphi$, откуда

$$I \cos \varphi = E_0 \sin \theta / X_{сн}. \quad (13.24)$$

Итак, активная мощность синхронной неявнополюсной машины

$$P = mUI \cos \varphi = (mUE_0 / X_{сн}) \sin \theta. \quad (13.25)$$

Подставляя (13.25) в (13.23), получим электромагнитный момент для неявнополюсной машины:

$$M = \frac{mUE_0}{\omega X_{сн}} \sin \theta = M_{\max} \sin \theta, \quad (13.26)$$

где $M_{\max} = mUE_0 / (\omega X_{сн})$ — максимальный момент. Следовательно, согласно (13.25) и (13.26), активная мощность и вращающий момент синхронной неявнополюсной машины пропорциональны синусу угла нагрузки θ . Для неявнополюсной машины зависимость $M = f(\theta)$ при неизменном токе возбуждения представляет собой синусоиду (рис. 13.17), причем области I соответствуют устойчивому режиму при работе машины в качестве генератора II и двигателя III. Так как мощность $P_{эм}$ пропорциональна моменту M , аналогичный вид (в другом масшта-

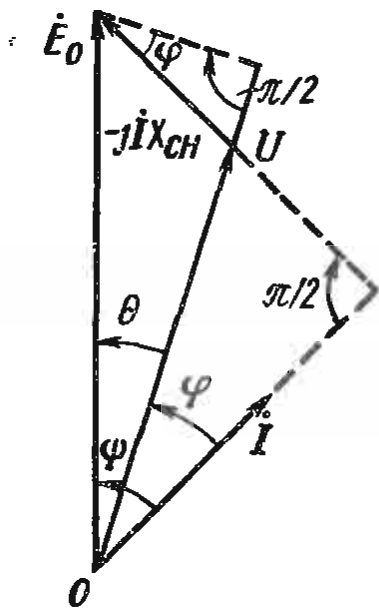


Рис. 13.16

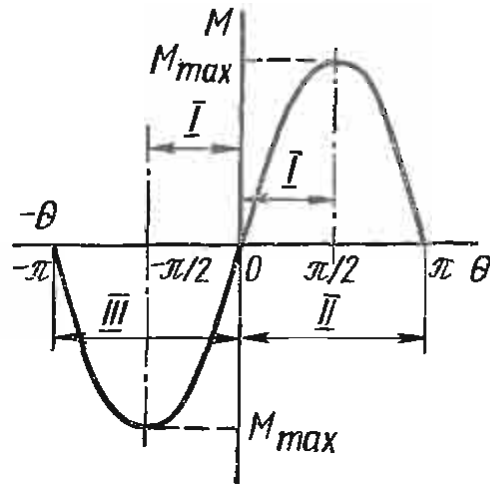


Рис. 13.17

бе) будут иметь зависимости $P_{эм} = f(\theta)$ и $P = f(\theta)$ при $\Delta P_{аэл} = 0$. Характеристики $M = f(\theta)$ и $P_{эл} = f(\theta)$ получили название *угловых*.

Согласно векторной диаграмме (см. рис. 13.12) машины, угол $\varphi = \psi - \theta$ и активная мощность явнополюсной машины

$$P = mUI \cos(\psi - \theta) = mU(I \sin \psi \sin \theta + I \cos \psi \cos \theta) = mU(I_d \sin \theta + I_q \cos \theta), \quad (13.27)$$

где, согласно рис. 13.12, $I \sin \psi = I_d$, $I \cos \psi = I_q$. Из того же рисунка, спроецировав модули векторов \dot{E}_0 , U , $-jI_d X_d$ и $-jI_q X_q$ на оси, совпадающие с направлением векторов I_q и I_d , получим $E_0 = U \cos \theta + I_d X_d$; $U \sin \theta = I_q X_q$. Из последних двух выражений находим

$$I_d = (E_0 - U \cos \theta) / X_d; \quad I_q = U \sin \theta / X_q. \quad (13.28)$$

Подставив полученное выражение (13.28) в (13.27), имеем

$$P = \frac{mUE_0}{X_d} \sin \theta + mU^2 \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin \theta \cos \theta,$$

или

$$P = \frac{mUE_0}{X_d} \sin \theta + \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta, \quad (13.29)$$

где $\sin \theta \cos \theta = \sin 2\theta / 2$.

Электромагнитный момент явнополюсной машины

$$M = \frac{P_{эм}}{\omega} = \frac{mUE_0}{\omega X_d} \sin \theta + \frac{mU^2}{2\omega} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta. \quad (13.30)$$

Второе слагаемое в (13.30) представляет собой реактивный момент

$$M_p = \frac{mU^2}{2\omega} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta, \quad (13.31)$$

который возникает в явнополюсных машинах из-за различной магнитной проводимости по продольной и поперечной осям, т. е. из-за равенства сопротивлений X_d и X_q , в результате чего ротор стремится располо-

житься по оси результирующего поля, а следовательно, происходит некоторое искажение синусоидальной зависимости $M = f(\theta)$. Форма кривой $M = f(\theta)$ обусловлена тем, что магнитный поток возбуждения Φ_B (полюсов ротора) и суммарный поток $\sum \Phi$ сдвинуты между собой, как и векторы \dot{E}_0 и \dot{U} , на один и тот же угол θ , причем векторы Φ_B и $\sum \Phi$ опережают соответственно \dot{E}_0 и \dot{U} на угол $\pi/2$.

При холостом ходе синхронной машины угол $\theta = 0$ и между статором и ротором имеются только силы притяжения F , направленные радиально, поэтому электромагнитный момент равен нулю (рис. 13.18, а). При $\theta > 0$ (генераторный режим) ось каждого полюса ротора (ось потока Φ_B) под действием вращающего момента опережает ось соответствующего полюса поля статора (ось суммарного потока $\sum \Phi$) на угол θ (рис. 13.18, б). В результате смещения этих осей возникают электромагнитные силы, имеющие тангенциальные составляющие, которые и создают электромагнитный тормозной момент M_T . При $\theta < 0$ (двигательный режим) ось каждого полюса ротора под действием тормозного момента нагрузки M_T отстает от соответствующей оси полюса поля статора на угол θ (рис. 13.18, в), вследствие чего между ротором и статором возникают тангенциальные составляющие, которые создают электромагнитный вращающий момент M .

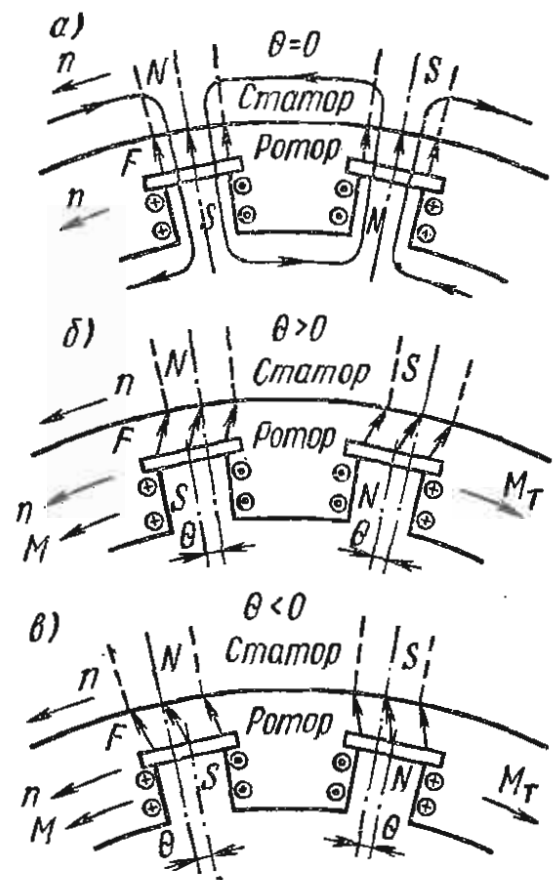


Рис. 13.18

§ 13.6. Работа синхронной машины в режиме двигателя

Синхронная машина обратима, и конструкция синхронного двигателя принципиально не отличается от конструкции синхронного генератора. В двигательном режиме синхронная машина потребляет энергию из сети и преобразует ее в механическую энергию за счет возникающего движущего момента.

Если к валу ротора синхронного генератора, работающего параллельно с сетью, приложить тормозной момент, то машина начнет потреблять из сети активную мощность, в результате чего возникнет электромагнитный момент, направленный в сторону вращения, т. е. машина автоматически перейдет в двигательный режим, причем частота вращения ротора $n = n_0 = 60f/p$ остается неизменной (здесь p — число полюсов).

В двигательном режиме токи, поступающие из сети к обмотке якоря (статора), образуют в ней вращающееся магнитное поле, которое

полюсами притягивает соответственно разноименные полюсы ротора, вследствие чего частота вращения полюсной системы (ротор) совпадает с частотой поля статора. Работу синхронного двигателя образно можно представить в виде следующей механической аналогии: полюсы ротора связаны с вращающимися полюсами поля статора как бы упругими нитями (линиями магнитного поля), создающими необходимое натяжение, которые с увеличением нагрузки могут растягиваться не обрываясь. Если же эти «нити» при перегрузке машины обрываются, то двигатель выпадает из синхронизма и имеет место аварийный режим.

Для двигательного режима в формуле (13.26) угол $\theta < 0$, а это означает, что у синхронного двигателя в отличие от генератора полюсы ротора отстают от полюсов вращающегося поля статора, т. е. последнее «ведет» за собой ротор (рис. 13.18, в).

Согласно (13.26), синхронный двигатель может работать при условии, если момент нагрузки не превышает максимального момента M_{\max} который может развить двигатель. Если же момент нагрузки больше максимального момента двигателя, то невозможно поддерживать синхронной частоту вращения ротора и двигатель выпадает из синхронизма. Практически синхронный двигатель работает, когда момент нагрузки меньше M_{\max} т. е. при угле нагрузки $\theta < \pi/2$. Обычно номинальный момент двигателя $M_{\text{ном}}$ не превышает $0,5M_{\max}$ и соответственно при номинальной нагрузке $\theta \approx 20 \div 30^\circ$. При больших θ могут возникнуть качания ротора, т. е. ситуация, при которой положение ротора относительно поля статора периодически меняется, что сопровождается изменением θ .

Векторные диаграммы синхронного двигателя. В зависимости от конструкции ротора рассматривают векторные диаграммы явнополюсной или неявнополюсной машины. Векторные диаграммы синхронного двигателя аналогичны векторным диаграммам генератора, поэтому согласно (13.18) можно построить векторную диаграмму для неявнополюсного двигателя, подставив вместо напряжения генератора \dot{U} напряжение сети \dot{U}_c :

$$-\dot{U}_c = \dot{E}_0 - jI X_{\text{сн}}. \quad (13.32)$$

На рис. 13.19, а показана векторная диаграмма для недовозбужденной ($E_0 < U_c$), а на рис. 13.19, б — перевозбужденной ($E_0 > U_c$) машин. На векторных диаграммах учтено, что в двигательном режиме для синхронной машины $\theta < 0$. Построение векторных диаграмм следует начинать с изображения векторов \dot{U}_c и $-\dot{U}_c$, затем строят вектор тока \dot{I} , активная составляющая которого совпадает с направлением \dot{U}_c , и вектор \dot{E}_0 .

Из векторных диаграмм видно, что для перевозбужденной машины ток I является опережающим по отношению к напряжению сети, а для недовозбужденной — отстающим. Для выполнения механической работы режим возбуждения двигателя не имеет значения, так как при недовозбуждении или перевозбуждении двигатель одинаково обеспечивает необходимый вращающий момент. Однако с энергетической точки зрения режим возбуждения имеет важное практическое значение. Так как синхронные двигатели обычно подключаются к сети, от которой

питаются и другие потребители (основную часть из которых составляют асинхронные двигатели, потребляющие ток, отстающий по фазе от напряжения сети), то способность синхронных двигателей работать с опережающими токами ведет к повышению коэффициента мощности ($\cos \varphi$) энергетических систем. Весьма целесообразно для повышения $\cos \varphi$ на промышленных предприятиях использовать синхронные двигатели, так как при достаточном токе возбуждения для питающей сети они являются активно-емкостной нагрузкой. В связи с этим промышленностью выпускаются синхронные двигатели, рассчитанные на работу с $\cos \varphi = 0,8$ при опережающем токе.

Рассмотрим работу синхронного двигателя при изменении активной нагрузки (нагрузочного, или тормозного, момента M_T) и постоянном токе возбуждения, для чего воспользуемся векторной диаграммой неявнополюсного двигателя (рис. 13.20). С изменением нагрузки меняется угол θ между векторами \dot{E}_0 и $-\dot{U}_c$, так как, согласно (13.26), вращающий момент $M = M_T$ пропорционален $\sin \theta$. При этом с изменением нагрузки конец вектора \dot{E}_0 , перемещается по окружности радиусом, равным E_0 , так как при $I_B = \text{const}$ и $U_c = \text{const}$ э. д. с. E_0 постоянна. Одновременно с вектором \dot{E}_0 поворачивается вокруг точки O вектор тока якоря \dot{I} располагаясь при этом перпендикулярно вектору $-j\dot{I}X_{CH}$. Так как с увеличением нагрузки θ растет, а с уменьшением нагрузки θ уменьшается, то при определенном значении нагрузки двигатель будет работать при $\cos \varphi = 1$. Если нагрузку на двигатель уменьшить по сравнению с той, при которой он имеет $\cos \varphi = 1$, то θ уменьшится и ток двигателя \dot{I} будет иметь опережающую реактивную (емкостную) составляющую (в нашем случае ток \dot{I}_2). Следовательно, с изменением активной мощности синхронного двигателя меняется $\cos \varphi$.

Если изменять ток возбуждения синхронного двигателя при постоянной активной мощности, то будет меняться его $\cos \varphi$, т. е. реактивная мощность. На рис. 13.21 приведена векторная диаграмма двигателя для данного случая, т. е. когда $M = M_T = \text{const}$. Так как при этом активная мощность является неизменной, то можно записать

$$P_{эм} = P_{эл} = (mUE_0/X_{CH}) \sin \theta = mUI \cos \varphi = \text{const.}$$

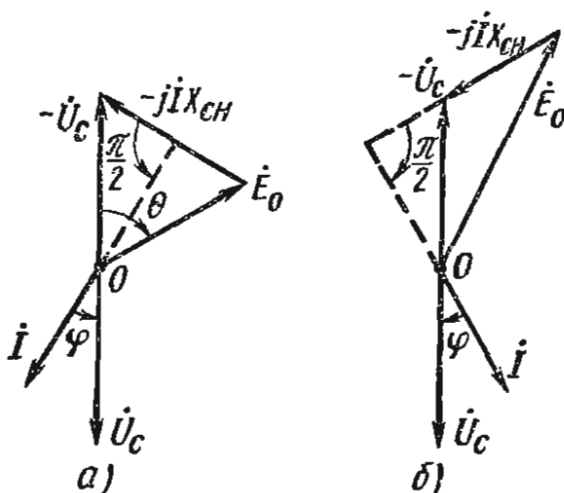


Рис. 13.19

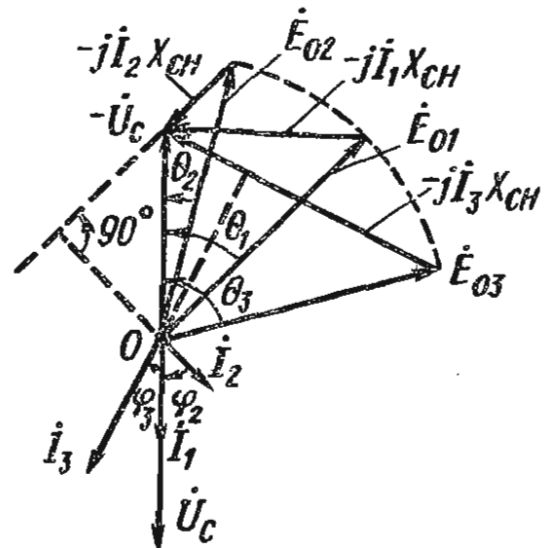


Рис. 13.20

При постоянном напряжении на двигателе справедливы условия $E_0 \sin \theta = \text{const}$, $I \cos \varphi = \text{const}$. Эти условия показывают, что геометрическое место концов векторов \dot{E}_0 и \dot{I} при изменении тока возбуждения есть прямые (рис. 13.21, прямая AB — для векторов E_0 , прямая CD — для концов векторов \dot{I}). Трем векторам диаграммы \dot{I} , изображенным на рис. 13.21, соответствуют различные токи возбуждения (э. д. с. E_0). Изменение тока возбуждения вызывает изменение фазового угла φ . Ток в статоре имеет наименьшее значение, когда его реактивная составляющая равна нулю ($\varphi = 0$ или $\cos \varphi = 1$). В нашем случае наименьшим током будет I_2 , так как $\varphi_2 = 0$.

Изменение тока возбуждения при $M = M_T = \text{const}$ вызывает также изменение угла θ , причем с увеличением I_b (э. д. с. E_0) усиливается магнитное поле, вследствие чего угол θ уменьшается и оси полюсов ротора и поля статора машины располагаются ближе друг к другу, выявляя тем самым «упругие» свойства магнитных линий, связывающих полюсы поля статора и ротора. Уменьшение же тока возбуждения ведет к увеличению угла θ и, как следствие, к ослаблению электромагнитных связей между статором и ротором.

U-образные характеристики синхронного двигателя. Для количественной оценки изменения реактивной составляющей тока статора с помощью регулирования тока возбуждения двигателей используют U-образные характеристики, представляющие собой зависимость $I = f(I_b)$ при постоянном тормозном моменте на валу $M_T = \text{const}$ (рис. 13.22). Эти характеристики могут быть сняты экспериментально или построены на основе графоаналитических расчетов по векторной диаграмме, приведенной на рис. 13.21. U-образные характеристики двигателя подобны характеристикам генератора. Синхронные машины, работа которых характеризуется правой ветвью U-образной кривой при $M = 0$, получили название *синхронных компенсаторов*. Следует отметить, что при больших значениях тока возбуждения I_b начинается насыщение магнитной цепи машины, благодаря чему правые ветви

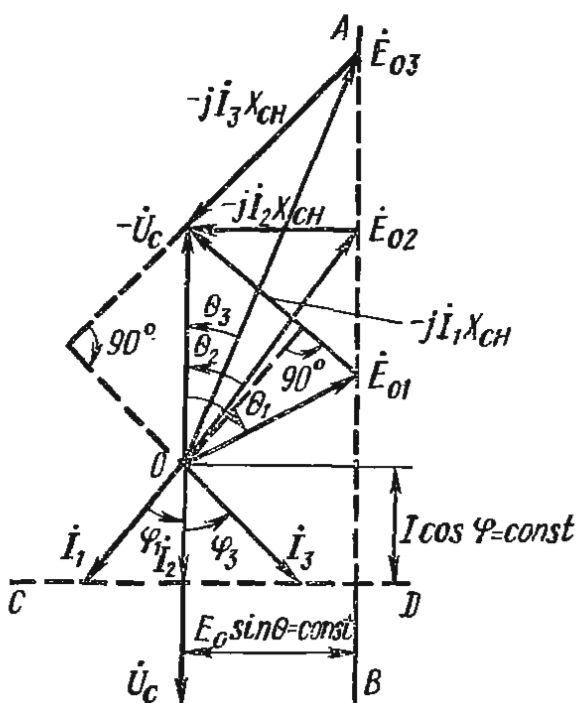


Рис. 13.21

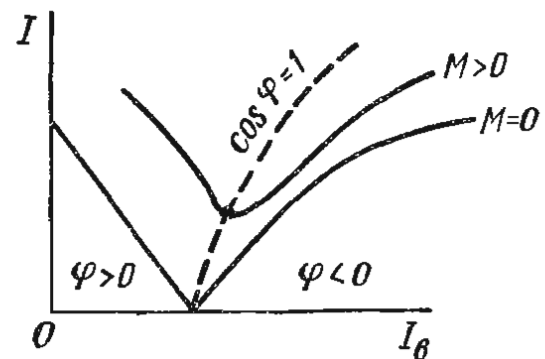


Рис. 13.22

U-образных характеристик становятся более пологими из-за нарушения линейности зависимости магнитного потока Φ_0 и э. д. с. E_0 от тока возбуждения I_b .

На рис. 13.23 представлена механическая характеристика синхронного двигателя $n = f(M)$. Эта характеристика у синхронных двигателей является абсолютно жесткой, так как их частота вращения не зависит от момента нагрузки и равна синхронной частоте вращения n_0 .

Пуск синхронного двигателя. Пуск синхронного двигателя обычного исполнения путем непосредственного включения в сеть невозможен, так как при этом частота вращения полюсов вращающегося поля статора относительно неподвижных полюсов ротора увеличивается. В результате около каждого полюса ротора образуются знакопеременные поля, которые создают знакопеременный момент на валу, изменяющийся с удвоенной частотой, и в силу инерции ротор не трогается с места. Для того чтобы электромагнитный момент мог заставить ротор вращаться, необходимо, чтобы полюсы поля статора перемещались относительно полюсов ротора медленно. Для этого перед подключением синхронного двигателя к сети его необходимо «раскрутить» до синхронной частоты. С этой целью можно использовать специальные разгонные двигатели, которые с помощью соответствующих устройств подсоединяют к синхронному двигателю на период пуска. Разгонные двигатели применяют достаточно редко, так как они удорожают установку и увеличивают ее размеры.

Для разгона современных синхронных двигателей чаще применяют асинхронный пуск, который состоит в том, что в начале пуска двигатель разгоняют как асинхронный. Для этого роторы синхронных двигателей снабжают специальной пусковой обмоткой, подобной короткозамкнутой обмотке асинхронного двигателя. Пусковую обмотку выполняют по типу беличьего колеса, стержни которого закладывают в пазы полюсных наконечников полюсов ротора и соединяют по торцам замыкающими кольцами. Таким образом, у каждого полюса ротора образуется часть «беличьей клетки».

При асинхронном пуске обмотку статора синхронного двигателя подсоединяют к сети, а обмотку возбуждения (ротора) замыкают на добавочный резистор с сопротивлением $r_{доб}$ и постоянный ток в нее в первоначальный момент не подается. В таком режиме двигатель начинает работать как асинхронный и разгоняется до соответствующей частоты несколько меньшей синхронной. После того как частота вращения двигателя установится, обмотку возбуждения отключают от $r_{доб}$ и подключают к источнику постоянного тока, вследствие чего двигатель сам входит в синхронизм. С этого момента двигатель работает как синхронный, пусковая обмотка не перемещается относительно поля и, следовательно, теперь не играет никакой роли. Следует отметить, что асинхронный пуск двигателя осуществлять при разомкнутой обмотке возбуждения нельзя, так как в начальный момент пуска при $s = 1$ вращающимся магнитным полем в ней индуцируется значительная э. д. с., которая из-за большого числа витков обмотки возбуждения может стать настолько большой, что произойдет пробой изоляции. Поэтому при пуске обмотку возбуждения подключают к

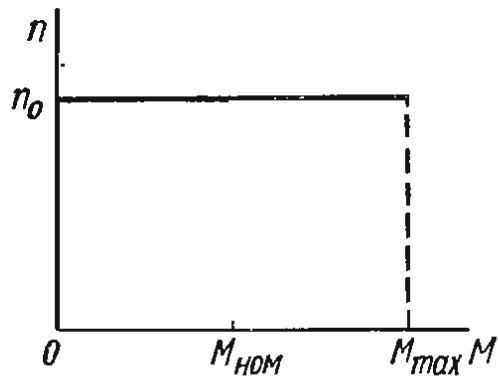


Рис. 13.23

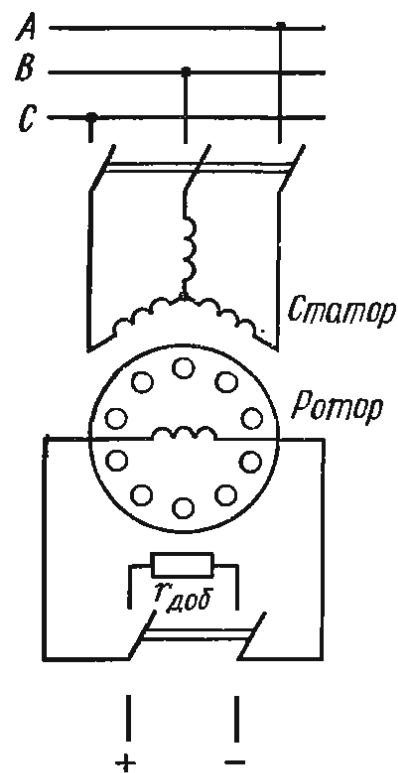


Рис. 13.24

добавочному резистору, сопротивление которого в 8–12 раз превышает активное сопротивление $r_{\text{в}}$ обмотки возбуждения. Принципиальная схема асинхронного пуска синхронного двигателя представлена на рис. 13.24.

Синхронные двигатели имеют более сложную конструкцию, чем асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Для них наряду с сетью переменного тока необходимо иметь источник постоянного тока. Пуск синхронных двигателей сложнее, чем асинхронных, т. е. требуются более сложные пусковые устройства. Вместе с тем синхронные двигатели могут работать с $\cos \varphi = 1$ независимо от нагрузки двигателя. Они менее чувствительны к колебаниям напряжения сети, так как их максимальный момент прямо пропорционален напряжению сети, тогда как у асинхронных двигателей M_{max} пропорционален квадрату напряжения. Для синхронных двигателей характерно строгое постоянство частоты вращения независимо от нагрузки на валу.

Сопоставление достоинств и недостатков синхронных двигателей показывает, что их более выгодно применять, чем асинхронные двигатели, при больших мощностях (начиная с 100 кВт и выше).

Глава 14

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 14.1. Общие сведения о машинах постоянного тока и их устройство

Основным недостатком более простых в изготовлении и обслуживании двигателей переменного тока являются трудности регулирования их частоты вращения. Поэтому если в процессе эксплуатации требуется плавно регулировать частоту вращения двигателей в широких пределах,

то применяют электродвигатели постоянного тока. Наряду с двигателями находят широкое применение и генераторы постоянного тока. Машины постоянного тока, как двигатели, так и генераторы, используют на транспорте, судах, самолетах, в схемах автоматики (в виде микродвигателей) и т. д. Генераторы постоянного тока применяют для питания двигателей постоянного тока, электролитических ванн, а также в качестве сварочных генераторов, в схемах автоматического управления в качестве усилителей электрических сигналов управления и тахогенераторов (датчиков частоты вращения) и др.

Основной недостаток машин постоянного тока — это более сложная, дорогая и менее надежная конструкция по сравнению с бесколлекторными машинами переменного тока. Коэффициент полезного действия машин постоянного тока зависит от их номинальной мощности, и с ее возрастанием к. п. д. увеличивается. Для микромашин обычно к. п. д. ~ 60 %, для машин мощностью свыше 100 кВт к. п. д. превышает 90 %.

Машины постоянного тока, как двигатели, так и генераторы, устроены одинаково (рис. 14.1). Их основными частями являются *статор с магнитными полюсами* (главными 2 и добавочными 5) и *ротор*. На главных полюсах статора расположена обмотка возбуждения 3, через которую проходит постоянный ток $I_{в}$, создающий магнитное поле возбуждения $\Phi_{в}$. На роторе расположена обмотка, в которой при его вращении наводится э. д. с., поэтому ротор машины постоянного тока является *якорем*. Детали машины крепятся на станине 1.

На добавочные полюсы насажены обмотки 6. Главные полюсы изготовляют шихтованными, т. е. набирают из штампованных листов электротехнической стали, что позволяет уменьшить потери, возникающие от вихревых токов. Поверхность основного полюса, обращенная к якорю, расширяется и образует наконечник 4, форма которого подбирается таким образом, чтобы по большей части окружности якоря получался один и тот же воздушный зазор между основными полюсами и сердечником якоря, в результате чего получается одинаковая магнитная индукция по окружности якоря, в результате чего получается одинаковая магнитная индукция по окружности якоря, а в проводниках якоря наводится постоянная э. д. с. Дополнительные полюсы устанавливают в машинах мощностью свыше 1 кВт. Их располагают между основными полюсами по линии геометрической нейтрали. С помощью добавочных полюсов уменьшают искрение под щетками. Дополнительные полюсы выполняются массивными, т. е. из монолитного куска ковanej стали, или шихтованными. Так как обмотки добавочных полюсов включают последовательно с обмоткой якоря, то они имеют, как правило, меньшее число витков относительно большого сечения, что необходимо

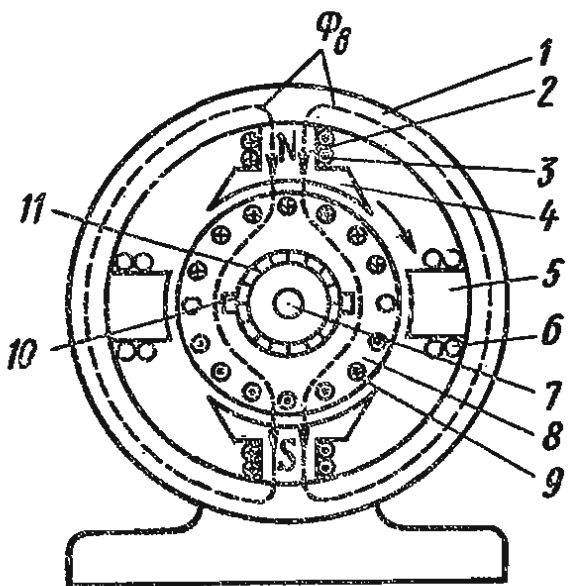


Рис. 14.1

для уменьшения активного сопротивления. Между полюсами на валу машины 7 вращается барабанный якорь 8, представляющий собой цилиндр, обычно набранный из листов электротехнической стали (для уменьшения потерь мощности от гистерезиса и вихревых токов). Вдоль внешней поверхности цилиндра якоря имеются пазы, в которые укладываются проводники обмотки якоря 9. Выводы обмотки якоря соединены с коллектором 11, который закреплен на валу. К коллектору с помощью пружин прижимаются щетки 10, которые расположены в щеткодержателях, способных смещать щетки на некоторый угол по окружности относительно основных полюсов. Щетки, применяемые в машинах постоянного тока, бывают графитными, угольно-графитными или медно-графитными.

С помощью коллектора и щеток вращающаяся обмотка якоря машины соединяется с внешней электрической цепью. Если машина работает в генераторном режиме, то коллектор вместе с щетками, скользящими по его поверхности, представляют собой механический выпрямитель, т. е. они служат для преобразования переменного тока проводников обмотки якоря генератора в постоянный. В двигательном режиме с помощью коллектора и щеток осуществляется обратное преобразование, т. е. коллектор с щетками можно рассматривать в качестве преобразователя частоты, связывающего сеть постоянного тока с обмоткой якоря, через которую проходит переменный ток.

Коллектор (рис. 14.2) собирают из отдельных медных пластин 8 трапецеидального сечения (ламель), изолированных друг от друга прокладками из твердого миканита. После сборки с помощью нажимного фланца 6, «ласточкина хвоста» 7 и шпильки 5 пластины коллектора закрепляются на стальной втулке 3, от которой они изолируются специальными манжетами 2 из формовочного миканита. Стальная втулка насаживается на вал 4. Коллектор должен иметь строго цилиндрическую форму, причем миканитовые прокладки между его пластинами при срабатывании коллектора не должны выступать над пластинами, так как это будет вызывать вибрацию щетки. Поэтому прокладки

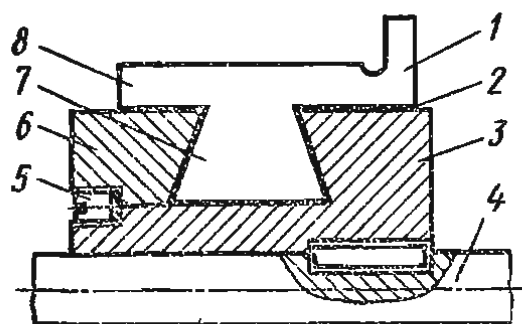


Рис. 14.2

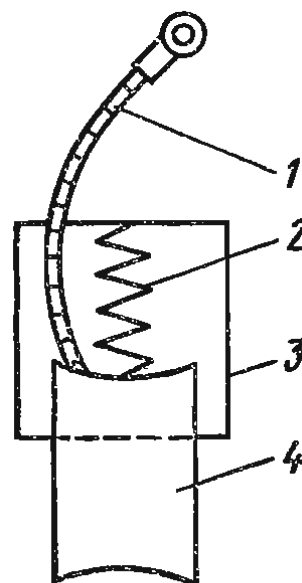


Рис. 14.3

между пластинами коллектора профрезеровывают на 0,8–1,5 мм ниже поверхности коллектора. Секции обмотки якоря впаиваются в прорези, имеющиеся в выступающей части коллекторных пластин 1 и называемые «петушками». Щетки изготавливают в виде прямоугольных брусков 4 (рис. 14.3), помещенных в обойму 3 щеткодержателя. Для соединения коллектора с внешней цепью щетки прижимаются к поверхности коллектора пружинами 2 и имеют щеточные канатики 1. При вращении якоря щетки не меняют своего положения по отношению к полюсам машины за счет неизменного положения щеткодержателей. Щеткодержатели крепят к траверсе, которая, в свою очередь, связана со станиной или подшипниковым щитом. Траверсу можно поворачивать и, следовательно, изменять положение щеток по отношению к полюсам машины.

§ 14.2. Принцип действия машин постоянного тока

Принцип действия генераторов постоянного тока основан на использовании явления электромагнитной индукции. Если якорь вращать первичным двигателем по часовой стрелке (см. рис. 14.1), то во всех его проводниках, находящихся в рассматриваемый момент времени в зоне северного полюса, индуцируются э. д. с., направленные, согласно правилу правой руки, от наблюдателя, а в проводниках, находящихся в зоне южного полюса, — направленные к наблюдателю. Следовательно, при заданном направлении вращения якоря направление наведенных э. д. с. в проводниках зависит от того, под каким полюсом находится в данный момент проводник, причем в проводниках, расположенных выше геометрической нейтрали (линии, перпендикулярной оси полюсов), э. д. с. всегда направлена в одну сторону, а в проводниках, лежащих ниже геометрической нейтрали, — в противоположную сторону. Так как машина устроена симметрично, то количество проводников, находящихся под каждым полюсом, будет постоянным, а значит, и суммарная э. д. с., наводимая в них и приходящаяся на один полюс, также постоянна по полярности и примерно одинакова по значению. Проводники якоря, находящиеся на линии геометрической нейтрали, не пересекают линий магнитного поля, а скользят вдоль них, поэтому э. д. с. в них равна нулю.

Магнитный поток главных полюсов, проходящий через сердечник якоря, распределяется в зависимости от магнитного сопротивления на его пути. Для того чтобы магнитная индукция распределялась по полюсам более равномерно и охватывала большую часть поверхности якоря, полюсы машины снабжают полюсными наконечниками (рис. 14.4, а). Кривая распределения индукции рис. 14.4, б близка к трапецеидальной и может быть изменена в некоторых пределах за счет изменения ширины полюсного наконечника и размера воздушного зазора δ между наконечником и якорем. При вращении в каждом проводнике якоря наводится периодическая э. д. с., период которой равен времени движения проводника вдоль двух соседних полюсных делений $\tau = \pi D / (2p)$, где D — диаметр якоря; p — число пар полюсов. Например,

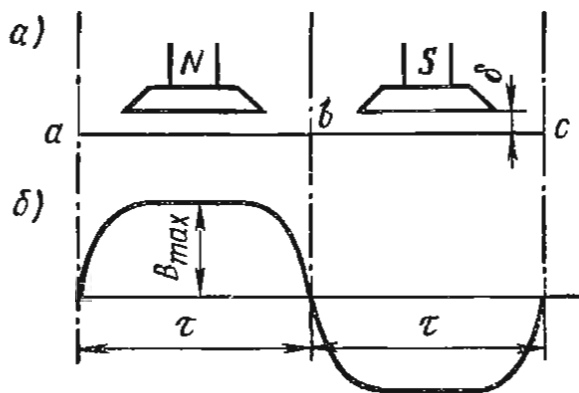


Рис. 14.4

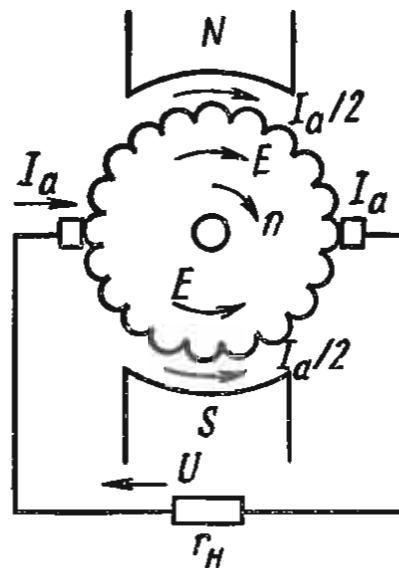


Рис. 14.5

при $p = 1$ период T соответствует одному обороту якоря, при $p = 2$ — повороту якоря на $1/2$ оборота и т. д.

Для увеличения э. д. с. генератора целесообразно отдельные проводники якоря соединять таким образом, чтобы их э. д. с. складывались. Для этого необходимо соединить последовательно конец проводника, расположенного в зоне одного полюса, с концом проводника, расположенного в зоне полюса противоположной полярности. На рис. 14.5 условно изображена двухполюсная машина постоянного тока, э. д. с. якоря которой равна э. д. с. любой из параллельных ветвей. Обмотка якоря состоит из отдельных секций, каждая из которых состоит из одного или нескольких витков. Концы секции присоединяют к каждой паре соседних коллекторных пластин, стороны же каждой секции располагают под полюсами различной полярности на расстоянии, примерно равном полюсному делению τ (дуга окружности якоря между осями соседних полюсов). Лишь при этом условии наводимые в проводниках э. д. с. будут складываться. Все секции между собой соединяют через коллекторные пластины.

Для получения во внешней цепи тока одного направления электрическую машину снабжают коллектором и прижимающимися к его поверхности неподвижными щетками. С помощью этих щеток, имеющих постоянную полярность, внешняя цепь присоединяется к обмотке якоря и в нее подается ток одного направления — постоянный ток. Если к щеткам подключить сопротивление нагрузки r_n , то через него будет проходить постоянный ток I , направление которого определяется направлением э. д. с. E , причем этот ток, проходя через обмотку якоря, разветвляется и проходит по двум параллельным ветвям (ток $I_a/2$). Для того чтобы полностью использовать э. д. с. обмотки якоря, щетки необходимо размещать на геометрической нейтральной линии, так как при таком положении щеток э. д. с. параллельной ветви будет наибольшей. В отсутствие внешней нагрузки r_n к щеткам в этом случае будет приложено практически постоянное напряжение U , равное E . Напряжение U имеет и переменную составляющую, обусловленную изменением положения проводников в пространстве. Если щетки сместить с геометрической нейтральной линии, то э. д. с. в параллельной ветви умень-

шится, так как в одной и той же параллельной ветви окажутся проводники с противоположным направлением э. д. с. В предельном случае, когда щетки расположатся по оси полюсов, э. д. с. якоря будет равна нулю, так как в этом случае в каждой параллельной ветви будет столько проводников с противоположным направлением э. д. с., что их сумма окажется равной нулю.

Благодаря наличию щеток напряжение на зажимах машины постоянно, несмотря на то что в каждом проводнике обмотки якоря индуцируется переменная э. д. с. Действительно, если одна щетка соединена с проводниками, расположенными под северным полюсом, а другая — с проводниками, расположенными под южным полюсом, то напряжение на щетках будет всегда неизменным по направлению.

Обмотку якоря выполняют замкнутой и симметричной. Если обмотка якоря отключена от внешней нагрузки, то ток по ней не проходит, так как э. д. с., индуцируемые в различных частях обмотки, взаимно компенсируются.

Если в генераторном режиме работы машины коллектор вместе со скользящими по его поверхности щетками необходимы для выпрямления переменной э. д. с. обмотки якоря, то в двигательном режиме коллектор со щетками позволяют обеспечить непрерывность вращения машины, так как на проводники якоря действует электромагнитная сила одного и того же направления. В самом деле, если проводник обмотки якоря переходит из области действия одного полюса в область действия другого полюса, то одновременно коллектор со щетками осуществляют изменение тока в проводнике, в результате чего направление вращающего момента остается неизменным.

§ 14.3. Обмотки якорей машин постоянного тока

Современные электрические машины имеют барабанный якорь с обмоткой, проводники которой укладываются в пазы, имеющиеся на его внешней поверхности. Обычно проводники обмотки укладывают в два слоя и проводники, расположенные в пазах, называют *активными*. Два активных проводника, соединенные между собой, образуют виток. Обмотка якоря состоит из отдельных секций, состоящих из одного или нескольких последовательно соединенных витков. Начало и конец секции присоединяют к коллекторным пластинам, поэтому секцией можно также называть часть обмотки якоря, заключенную между двумя коллекторными пластинами (рис. 14.6, а, б). Часть сек-

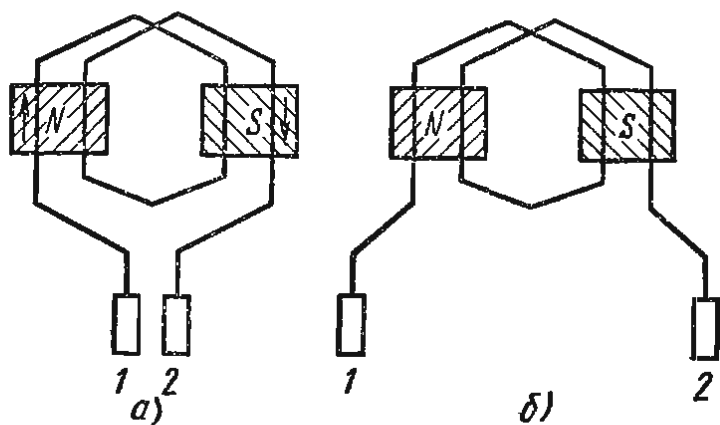


Рис. 14.6

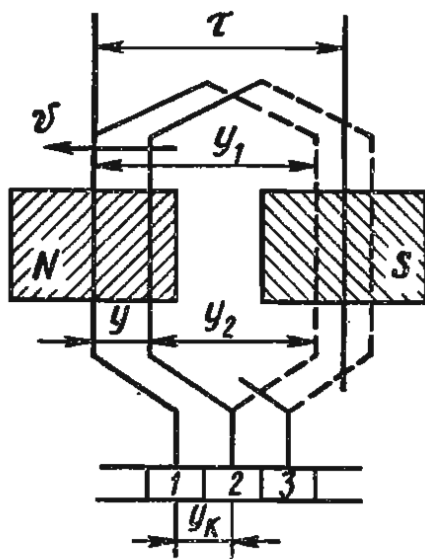


Рис. 14.7

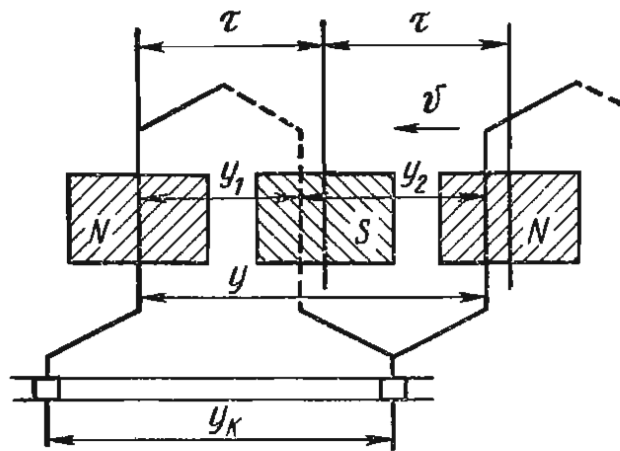


Рис. 14.8

ции, уложенная в паз и при вращении якоря пересекаемая линиями магнитного поля, называется *активной стороной секции*. Секции имеют две активные стороны, расположенные под полюсами различной полярности. Такое расположение активных сторон секции необходимо для того, чтобы э. д. с., индуцированные в сторонах каждого витка, складывались. Части витков секций, выступающие за пределы пазов, не участвующие в наведении э. д. с. и предназначенные для соединения между собой активных сторон секций, называются *лобовыми частями обмотки*. Все секции обмотки, как правило, имеют одинаковое число витков.

Итак, на каждую секцию приходится одна коллекторная пластина, т. е. число секций s всегда равно числу коллекторных пластин k .

Якорные обмотки машин постоянного тока подразделяют на два основных типа: петлевые (параллельные) (рис. 14.7) и волновые (последовательные) (рис. 14.8). В машинах значительной мощности применяют и более сложные «лягушачьи» обмотки, представляющие собой сочетание элементов петлевой и волновой обмоток. Ширину, или шаг, секции y_1 , называемую также *основным* или *первым частичным* шагом обмотки, выбирают равной полюсному делению τ или близкой к нему. При $y_1 = \tau$ шаг называют *диаметральным*, при $y_1 < \tau$ — *укороченным*, при $y_1 > \tau$ — *удлиненным*. На рис. 14.7 и 14.8 y_2 — второй частичный шаг обмотки, y_1 — результирующий шаг обмотки, y_k — шаг по коллектору.

§ 14.4. Электродвижущая сила и электромагнитный момент машины постоянного тока

Под э. д. с. E машины понимают э. д. с. одной параллельной ветви якорной обмотки, так как независимо от числа параллельных ветвей все они параллельно подсоединены к общим зажимам машины через щетки и коллектор. Э. д. с. одной параллельной ветви E складывается из э. д. с., наводимых во всех последовательно соединенных активных

проводниках, входящих в эту ветвь. Если в пазы якоря уложено N активных проводников то в одной параллельной ветви число последовательно соединенных активных проводников равно $N/(2a)$, а э. д. с. машины

$$E = E_{\text{пр}}N/(2a), \quad (14.1)$$

где $E_{\text{пр}} = B_{\text{ср}}l_a v_a$ — среднее значение э. д. с. одного проводника; $B_{\text{ср}}$ — среднее значение магнитной индукции; l_a — активная длина проводника обмотки якоря; v_a — линейная скорость якоря; $2a$ — число параллельных ветвей.

Среднее значение магнитной индукции $B_{\text{ср}}$ есть отношение магнитного потока Φ одного полюса к пронизываемой им площади (рис. 14.9):

$$B_{\text{ср}} = \Phi/s = \Phi/(\tau l_a) = \Phi 2p/(\pi D_a l_a),$$

где $\tau = \pi D_a/(2p)$; p — число полюсов машины; D_a — диаметр сердечника якоря.

Линейная скорость якоря связана с частотой его вращения n (об/мин) соотношением $v_a = \pi D_a n/60$. Учитывая полученные выражения для $B_{\text{ср}}$ и v_a , находим среднее значение э. д. с. проводника:

$$E_{\text{пр}} = B_{\text{ср}} l_a v_a = \frac{\Phi 2p}{\pi D_a l_a} l_a \frac{\pi D_a n}{60} = \frac{2p}{60} n \Phi. \quad (14.2)$$

Подставив значение $E_{\text{пр}}$ из (14.2) в (14.1), получим

$$E = \frac{2p}{60} n \Phi \frac{N}{2a} = \frac{pN}{60a} n \Phi.$$

Принимая во внимание, что $pN/(60a) = \text{const}$ представляет собой некоторую конструктивную постоянную C_e для данной машины, можно окончательно записать выражение для определения э. д. с. машины:

$$E = C_e n \Phi. \quad (14.3)$$

Из (14.3) следует, что э. д. с. машины постоянного тока прямо пропорциональна частоте вращения якоря n и магнитному потоку Φ . Следовательно, э. д. с. якоря E можно регулировать путем изменения магнитного потока, или изменения частоты вращения якоря. Формула (14.3) справедлива для определения э. д. с. как генераторов, так и двигателей. В генераторах э. д. с. якоря создает ток во внешней цепи, присоединенной к зажимам щеток, а в двигателях эта э. д. с. направлена против тока и поэтому является противоэлектродвижущей силой.

Ток якоря, взаимодействуя с магнитным полем полюсов, создает электромагнитный момент. При работе машины в режиме генератора электромагнитный момент, про-

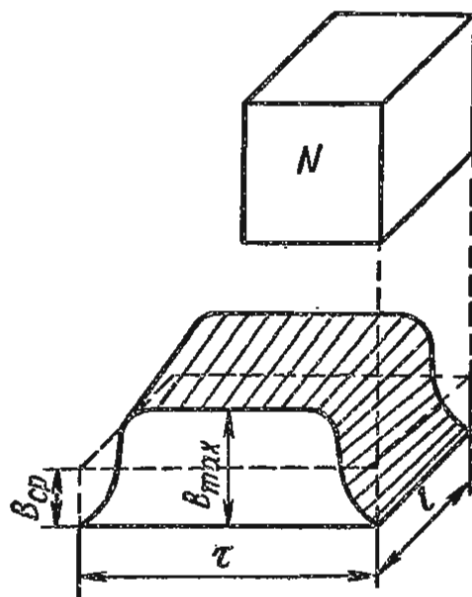


Рис. 14.9

тиводействуя вращению якоря, создает тормозной момент, который преодолевает первичный двигатель. При работе машины в двигательном режиме электромагнитный момент является вращающим.

На каждый проводник обмотки якоря, по которому проходит ток $I_a/(2a)$, действует электромагнитный момент $M_{cp} = F_{cp} \frac{D_a}{2}$, где F_{cp} — сила, действующая на проводник. Учитывая, что $F_{cp} = B_{cp} l_a \frac{I_a}{2a} = \frac{\Phi}{\tau l_a} \times l_a \frac{I_a}{2a} = \frac{\Phi 2p}{\pi D_a} \frac{I_a}{2a}$, получаем, что момент одного проводника

$$M_{cp} = \frac{\Phi 2p}{\pi D_a} \frac{I_a}{2a} \frac{D_a}{2} = \frac{p}{2\pi a} \Phi I_a. \quad (14.4)$$

Электромагнитный момент M , действующий на якорь машины, образуется всеми N проводниками, поэтому

$$M = M_{cp} N = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a = C_M \Phi I_a, \quad (14.5)$$

где $C_M = pN/(2\pi a)$ — коэффициент, зависящий от конструктивных параметров машины.

Из (14.5) следует, что электромагнитный момент машины постоянного тока прямо пропорционален току якоря I_a и магнитному потоку полюса машины Φ .

§ 14.5. Реакция якоря

При холостом ходе, т. е. когда по обмотке якоря не проходит ток, магнитный поток Φ_B в машине создается только м. д. с. F_B обмотки возбуждения. Этот магнитный поток распределяется симметрично относительно продольной оси машины (рис. 14.10, а) при условии, что она имеет симметричный воздушный зазор между якорем и сердечником главного полюса. Если машина работает под нагрузкой и по

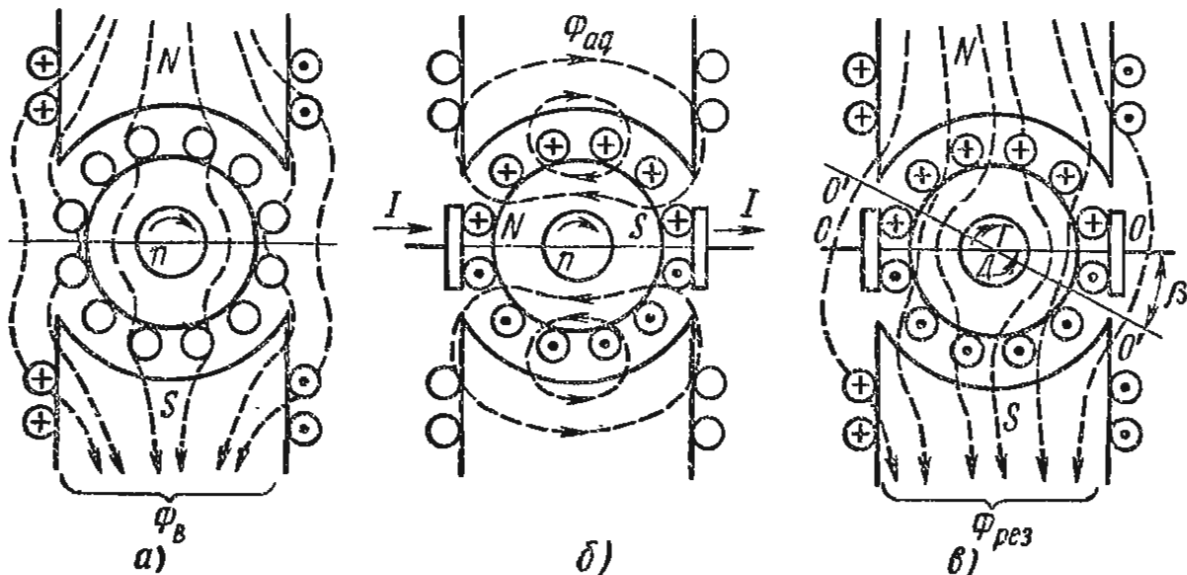


Рис. 14.10

обмотке якоря проходит ток, который создает м. д. с. якоря, то эта м. д. с. оказывает воздействие на магнитное поле полюсов, которое называют *реакцией якоря*. Реакция якоря обычно обуславливает размагничивание машины.

При исследовании реакции якоря будем пренебрегать насыщением магнитной цепи машины и считать, что м. д. с. обмотки возбуждения и м. д. с. обмотки якоря расходятся на преодоление магнитными потоками воздушного зазора. Благодаря этому вместо м. д. с. можно рассматривать магнитные потоки возбуждения и реакции якоря. Сущность реакции якоря удобно исследовать методом наложения, хотя этот метод неточен, так как реакция якоря происходит в нелинейной цепи (поле в ферромагнитных телах не является линейной функцией тока). При холостом ходе, когда реакция якоря в машине отсутствует, магнитное поле главных полюсов можно представить таким образом, как это показано на рис. 14.10, а для двухполюсной машины, причем при холостом ходе геометрическая нейтраль $O-O$, т. е. линия, перпендикулярная оси полюсов, является и физической нейтралью (линия, проходящая через точки окружности якоря, в которых магнитная индукция равна нулю). На рис. 14.10, б, в щетки установлены на геометрической нейтрали и условно показаны опирающимися на якорь (хотя в действительности их устанавливают на коллекторе). На рис. 14.10, б показано поле якоря, когда ток возбуждения в обмотке полюсов равен нулю, а через обмотку якоря проходит ток, имеющий то же направление, что и при нормальной работе машины. Образовавшееся в этом случае магнитное поле якоря направлено по поперечной оси машины, т. е. вдоль геометрической нейтрали. Таким образом, магнитный поток Φ_{aq} этого поля, созданный м. д. с. якоря F_{aq} в двухполюсной машине при установке щеток на геометрической нейтрали направлен по поперечной оси машины, вследствие чего его называют *поперечным*.

Если наложить друг на друга поле главных полюсов Φ_v (рис. 14.10, а) и поле якоря Φ_{aq} (рис. 14.10, б), то получим результирующее поле, показанное на рис. 14.10, в, откуда видно, что в результате реакции якоря симметричное распределение магнитного поля машины относительно оси главных полюсов искажается и результирующее поле ввиду этого смещается к одному из краев полюсов. Магнитный поток машины смещается в генераторном режиме по направлению ее вращения, в двигательном режиме — против направления вращения. В результате реакции якоря физическая нейтраль $O'-O'$ тоже смещается по отношению геометрической нейтрали $O-O$ на некоторый угол β , причем в генераторах физическая нейтраль смещается по направлению вращения якоря, а в двигателях — против направления вращения.

Влияние поперечной реакции якоря на результирующий магнитный поток зависит от степени насыщения магнитной цепи и от тока якоря. Если бы магнитная цепь машины обладала линейными свойствами, т. е. в процессе работы машина находилась бы в ненасыщенном состоянии, то ослабление поля под одним краем полюса было бы равно усилению поля под другим краем полюса и результирующий магнитный поток не изменялся бы. Практически же из-за насыщения той части полюса, которая должна пропускать больший магнитный поток, ее магнитное сопротивление

ление возрастает в большей мере, чем уменьшается сопротивление другой части полюса. В результате, например в генераторах, под набегающим краем полюса поле уменьшается больше, чем увеличится под сбегающим, и, следовательно, уменьшится результирующий магнитный поток, а также, согласно (14.3), уменьшится э. д. с.

В двигателях при уменьшении результирующего магнитного потока уменьшается электромагнитный момент и, как будет показано далее, изменяется частота вращения. Реакция якоря в двигателях постоянного тока приводит к тем же результатам, что и в генераторах, с той лишь разницей, что физическая нейтраль в двигателях сдвигается против вращения (рис. 14.10, в).

Помимо уменьшения э. д. с. в результате реакции якоря в секциях обмотки якоря, расположенных на геометрической нейтрали и замыкаемых щетками накоротко, возникает э. д. с., являющаяся одной из причин искрения под щетками. Кроме того, между коллекторными пластинами, соединенными с секциями, находящимися в зоне усиленного магнитного поля главных полюсов, может возникнуть повышенное напряжение, которое может послужить причиной образования дуги между коллекторными пластинами. Возникновение искрения снижает надежность работы машин постоянного тока, так как возникновение разрядов приводит к разрушению поверхности коллектора и щеток.

Для устранения искажения магнитного поля под полюсами в машинах средней и большой мощности применяют *компенсационную обмотку*. Эту обмотку укладывают в пазы, выштампованные в полюсных наконечниках, и включают последовательно с обмоткой якоря таким образом, чтобы создаваемый компенсационной обмоткой магнитный поток был равен по значению и противоположен по направлению потоку якоря в зоне полюсов. Компенсационная обмотка усложняет и удорожает машину, поэтому ее применяют в специальных случаях. Иногда для компенсации реакции якоря используют увеличение м. д. с. главных полюсов путем добавления соответствующего количества витков в обмотку возбуждения.

Для того чтобы исключить смещение физической нейтрали, в машинах постоянного тока мощностью свыше 0,3 кВт используют *дополнительные полюсы*, которые устанавливают на геометрической нейтрали. Эти полюсы создают магнитный поток, направленный навстречу потоку реакции якоря, компенсируя тем самым поле реакции якоря в относительно узкой зоне поверхности якоря, где находятся проводники замыкаемых щетками секций. Обмотки дополнительных полюсов соединяют через щетки последовательно с обмоткой якоря таким образом, чтобы направление м. д. с. дополнительных полюсов было противоположно направлению м. д. с. реакции якоря. При наличии дополнительных полюсов щетки нужно устанавливать на коллекторе по линии геометрической нейтрали. Дополнительные полюсы служат также для улучшения коммутации.

В машинах небольшой мощности, не имеющих дополнительных полюсов, для уменьшения искрения под щетками их смещают с геометрической нейтрали в направлении физической нейтрали (рис. 14.11): в генераторе — по направлению вращения (I), в двигателе — против вращения

(II). При смещении щеток распределение токов в проводниках обмотки якоря относительно оси главных полюсов оказывается несимметричным, вследствие чего появляются продольная м. д. с. F_{ad} , создающая продольный поток Φ_{ad} реакции якоря, и поперечная м. д. с. F_{aq} , создающая поперечный поток Φ_{aq} . Поперечный поток реакции якоря действует на результирующий магнитный поток машины $\Phi_{рез}$ так же, как при расположении щеток на геометрической нейтрали. Продольный поток реакции якоря может сильно увеличивать или уменьшать $\Phi_{рез}$ в зависимости от того, совпадает м. д. с. F_{ad} с м. д. с. обмотки возбуждения $F_{в}$ или направлена противоположно ей.

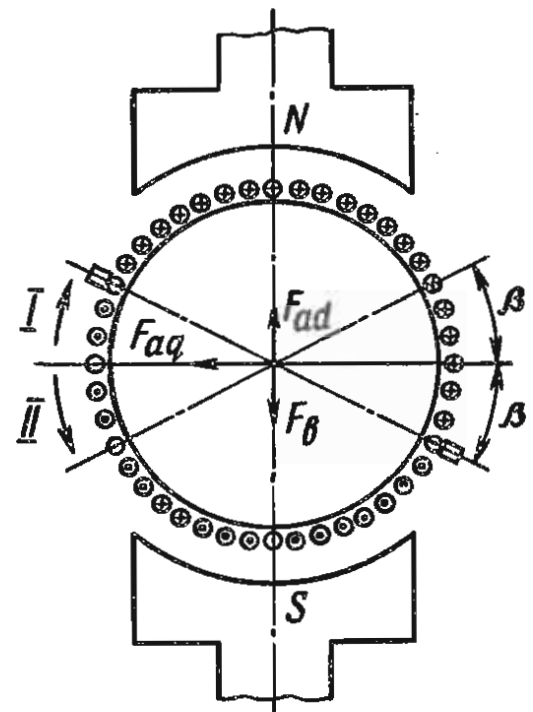


Рис. 14.11

Направление м. д. с. F_{ad} зависит от того, в какую сторону сдвинуты щетки от геометрической нейтрали. Если щетки сдвинуты по направлению вращения в генераторе (в двигателе — против направления вращения), то м. д. с. размагничивает машину. При сдвиге щеток против направления вращения в генераторе (в двигателе — по направлению вращения) м. д. с. подмагничивает машину. Однако второй вариант сдвигов недопустим, так как может возникнуть искрение под щетками.

§ 14.6. Понятие о коммутации

Время, когда пластины коллектора, к которым присоединены концы секции, замкнуты щеткой накоротко, является периодом перехода секции из одной параллельной ветви обмотки в другую. При этом ток в секции изменяется от некоторого значения одного знака до некоторого значения другого знака. Такой процесс называется *коммутацией*.

В более широком смысле под коммутацией понимают совокупность явлений и процессов, происходящих под щеткой и в замыкаемой накоротко секции при переходе ее из одной параллельной ветви обмотки якоря в другую.

Время, в течение которого щетка сойдет с одной коллекторной пластины и перейдет полностью на другую коллекторную пластину вращающегося якоря, называется *периодом коммутации* T_k , а секция, замкнутая щеткой, называется *коммутируемой*.

Коммутация сильно влияет на надежность работы машины постоянного тока. При плохой коммутации появляется сильное искрение под щетками, продолжительное действие которого выводит машину из строя. Практически качество коммутации определяется интенсивностью искрообразования между щетками и коллектором. При хорошей коммутации работа машины происходит без искрения. Поэтому получение удовлетворительной коммутации является одной из основных проблем при создании машин постоянного тока.

§ 14.7. Генераторы постоянного тока. Классификация генераторов

Генераторы постоянного тока классифицируют по способу питания обмотки возбуждения, так как свойства генераторов в основном обусловлены способом возбуждения. В зависимости от способа возбуждения различают генераторы с независимым возбуждением и с самовозбуждением. У генератора с независимым возбуждением обмотка возбуждения питается от постороннего источника постоянного тока. В генераторах с самовозбуждением обмотки возбуждения питаются током от самих же генераторов.

Генераторы с самовозбуждением подразделяют на три типа: 1) с параллельным возбуждением (*шунтовые*), когда обмотка возбуждения подключена параллельно цепи обмотки якоря; 2) с последовательным возбуждением (*серийные*), когда обмотка возбуждения включена последовательно с обмоткой якоря; 3) со смешанным возбуждением (*компаундные*), когда имеются две обмотки возбуждения, одна из которых подключена параллельно обмотке якоря, а другая — последовательно с ней.

Иногда генераторы малой мощности выполняют с постоянными магнитами. По свойствам эти генераторы близки к генераторам с независимым возбуждением.

Через обмотки независимого и параллельного возбуждения обычно проходит небольшой ток, составляющий в генераторах независимого возбуждения 1–3% от номинального значения тока якоря, а в генераторах с параллельным возбуждением — 1–5%. Эти обмотки выполняют, как правило, с большим числом витков из провода относительно небольшого сечения.

Через обмотку последовательного возбуждения проходит полностью ток якоря, поэтому ее выполняют с небольшим числом витков из провода большого сечения.

Генератор с независимым возбуждением. На рис. 14.12, а приведена схема генератора с независимым возбуждением. В этом генераторе ток

I_B в обмотку возбуждения OB подается от постороннего источника, поэтому не зависит от тока якоря I_a , равного в этих генераторах току нагрузки I_H (рис. 14.12, б). Генераторы с независимым возбуждением применяются в тех случаях, когда необходимо в широких пределах регулировать ток возбуждения I_B и напряжение на зажимах машины U . Ток возбуждения зависит от значения сопротивления обмотки возбуждения r_B и значения введенного в цепь обмотки возбуждения сопротивления регулировочного реостата r_{PB} :

$$I_B = U_B / (r_B + r_{PB}), \quad (14.6)$$

где U_B — напряжение, приложенное к цепи возбуждения. Напряжение на зажимах генератора при работе будет меньше, чем его э. д. с.,

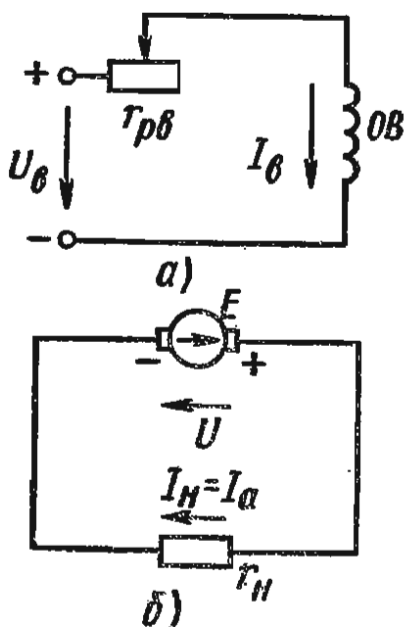


Рис. 14.12

из-за падения напряжения в сопротивлении r_a и определяется по формуле

$$U = E - I_a r_a \quad (14.7)$$

где r_a — сумма сопротивлений якорной цепи, куда входят сопротивления последовательно включенных обмоток якоря, добавочных полюсов и компенсационной, а также переходного контакта щеток и коллектора.

○ свойствах генераторов постоянного тока в различных условиях работы судят по характеристикам, из которых представляют наибольший практический интерес характеристики холостого хода, внешняя и регулировочная. На рис. 14.13 приведены эти характеристики для генератора с независимым возбуждением.

Характеристикой холостого хода (рис. 14.13, а) называется зависимость э. д. с. генератора E_0 при холостом ходе ($I = 0$) и постоянной частоте вращения ($n = \text{const}$) от тока возбуждения. При холостом ходе генератора, когда цепь нагрузки отключена, напряжение U_0 на зажимах обмотки якоря равно э. д. с. $E_0 = C_e n \Phi$. Так как частота вращения якоря n при холостом ходе постоянна, то э. д. с. E зависит только от магнитного потока Φ , т. е. от тока возбуждения I_b . При $I_b = 0$ в обмотке якоря наводится э. д. с. $E_{\text{ост}}$, которая определяется потоком остаточного намагничивания полюсов. Эта э. д. с. обычно составляет 2–4% от номинального напряжения $U_{\text{ном}}$.

Характеристику холостого хода можно построить опытным путем. При увеличении тока возбуждения от нуля до некоторого значения, при котором $U_0 \approx 1,25U_{\text{ном}}$, получаем восходящую ветвь, а при уменьшении тока до нуля получаем нисходящую ветвь характеристики. Эти ветви представляют собой несколько отличающиеся друг от друга кривые (рис. 14.13, а), выходящие из одной точки. Расхождение ветвей объясняется наличием гистерезиса в магнитопроводе машины.

Большое практическое значение имеет внешняя характеристика, представляющая собой зависимость напряжения на зажимах генератора от тока нагрузки $U = f(I_n)$ (рис. 14.13, б) при постоянной частоте вращения и неизменном токе возбуждения. Согласно (14.7), напряжение U при увеличении I_a уменьшается из-за падения напряжения в сопротивлении r_a и из-за уменьшения э. д. с. E за счет размагничивающего действия реакции якоря. При переходе от номинального режима к режиму

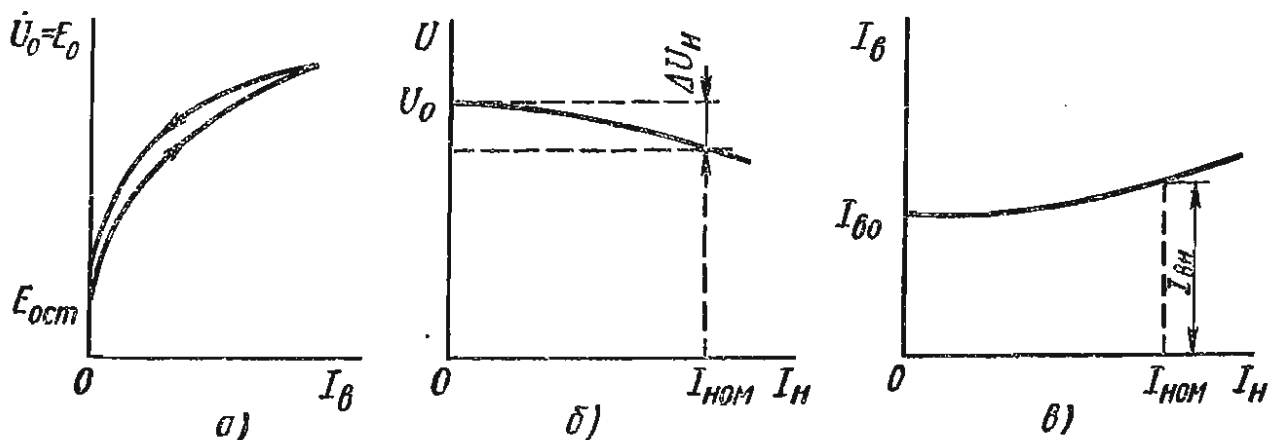


Рис. 14.13

холостого хода изменение напряжения определяется по формуле

$$\Delta u = (U_0 - U_{\text{ном}})/U_{\text{ном}}. \quad (14.8)$$

Для генераторов с независимым возбуждением $\Delta u = 5 \div 15 \%$.

На практике очень важно при изменении нагрузки поддерживать напряжение генератора постоянным, что достигается путем регулирования тока возбуждения. Каким образом регулировать ток возбуждения, показывает регулировочная характеристика (рис. 14.13, в), представляющая собой зависимость тока возбуждения I_B от тока нагрузки I_n при неизменном напряжении U на зажимах генератора и неизменной частоте вращения n .

Итак, генераторы с независимым возбуждением позволяют регулировать напряжение в широких пределах путем изменения тока возбуждения, начиная от нуля и кончая максимальным значением. Изменение напряжения в них с ростом нагрузки сравнительно небольшое. Недостатком генераторов этого типа является необходимость питания обмотки возбуждения от внешних источников постоянного тока.

Генераторы с самовозбуждением. В генераторах с самовозбуждением обмотка возбуждения питается от обмотки якоря.

У генераторов с последовательным возбуждением напряжение сильно изменяется при изменении нагрузки, поэтому их нельзя применять для питания большинства потребителей, нормально работающих при $U = \text{const}$, т. е. они практически не используются.

На рис. 14.14 показан генератор параллельного возбуждения, в котором обмотка возбуждения OB соединена через регулировочный реостат параллельно с обмоткой якоря. Процесс самовозбуждения генератора происходит следующим образом: если вращать якорь генератора, то в первоначальный момент вследствие остаточного намагничивания $\Phi_{\text{ост}}$ в обмотке якоря наводится небольшая э. д. с. $E_{\text{ост}} = C_e n \Phi_{\text{ост}}$. Поток $\Phi_{\text{ост}}$ составляет 1–3% от номинального потока машины. Этот поток остается в машине, так как ее предварительно намагничивают на электромашиностроительном заводе. Э. д. с. $E_{\text{ост}}$ создает в обмотке возбуждения генератора небольшой ток I_B и, как следствие, некоторую м. д. с., которая по отношению к потоку $\Phi_{\text{ост}}$ может быть направлена согласно или встречно, т. е. подмагничивать или размагничивать машину. Если обмотка возбуждения включена с обмоткой якоря таким образом, что ее м. д. с. направлена согласно с потоком $\Phi_{\text{ост}}$, то возникший под действием остаточной э. д. с. небольшой ток возбуждения увеличивает магнитный поток машины, который, в свою очередь, увеличивает э. д. с. Возросшая э. д. с. вызывает дальнейшее увеличение тока и т. д. Предел возрастания потока и тока возбуждения наступает при насыщении магнитной цепи машины.

Рассмотрим процесс изменения тока в контуре «обмотка возбуждения — обмотка якоря» при холостом ходе генератора. Для такого контура в режиме холостого хода справедливо уравнение

$$e = i_B (r_B + r_{\text{рв}}) + L_B di_B/dt, \quad (14.9)$$

где e — мгновенное значение э. д. с. в обмотке якоря; i_B — мгновенное значение тока возбуждения; L_B — суммарная индуктивность обмотки

возбуждения и якоря; $L_B di_B/dt = e_L - \text{э. д. с. самоиндукции}$. В (14.9) сопротивление обмотки якоря r_a не входит (им пренебрегают), так как оно очень мало по сравнению с сопротивлением обмотки возбуждения.

Э. д. с. самоиндукции e_L будет возникать до тех пор, пока в процессе самовозбуждения меняется ток i_B . Следовательно, как только ток возбуждения достигнет установившегося значения I_B , в тот же момент e_L станет равной нулю, что, согласно (14.9), произойдет при условии $E = I_B(r_B + r_{pB})$. Если считать, что ток I_B изменяется пропорционально напряжению U на зажимах машины, то указанному условию на графике рис. 14.15 будет соответствовать точка пересечения характеристики холостого хода $E_0 = f(I_B)$ (кривая $E_{\text{ост}}DCA$) и прямой $U = I_B(r_B + r_{pB})$ (прямая OB), т. е. точка C .

При увеличении сопротивления цепи возбуждения уменьшаются ток I_B и напряжение U на зажимах генератора, поэтому точка пересечения характеристики холостого хода с прямой $I_B(r_B + r_{pB})$ смещается в точку D . При некотором достаточно большом значении сопротивления цепи возбуждения, называемом *критическим*, самовозбуждение невозможно, так как дальнейшее увеличение сопротивления r_{pB} приведет к резкому снижению напряжения (практически до значения $E_{\text{ост}}$).

Итак, для самовозбуждения генератора необходимо выполнить три условия: 1) до начала процесса возбуждения генератор должен иметь поток остаточного намагничивания; 2) при прохождении тока i_B по обмотке возбуждения ее м. д. с. F_B должна быть направлена согласно с м. д. с. $F_{\text{ост}}$; 3) сопротивление цепи возбуждения должно быть меньше критического.

Рассмотрим основные характеристики генератора с параллельным возбуждением. Характеристики холостого хода и регулировочная для генератора с параллельным возбуждением имеют такой же вид, как и для генератора с независимым возбуждением (см. рис. 14.13, а, в), с тем отличием, что первая идет несколько ниже, а вторая — несколько выше. Это связано с уменьшением тока возбуждения при росте нагрузки, а также с тем, что при одной и той же нагрузке ток в якоре машины с параллельным возбуждением больше, чем при независимом возбуждении.

Внешняя характеристика генератора с параллельным возбуждением представляет собой зависимость $U = f(I_H)$ при $n = \text{const}$ и $r_B = \text{const}$ (рис. 14.16, кривая 1). Она значительно отличается от внешней характе-

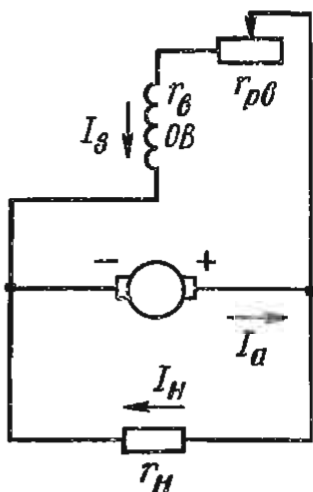


Рис. 14.14

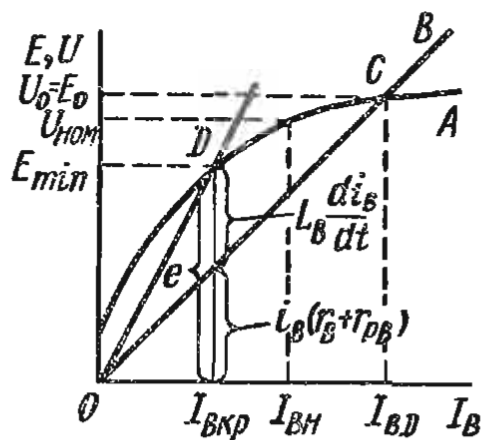


Рис. 14.15

ристики генератора с независимым возбуждением (рис. 14.16, кривая 2). Это связано с тем, что с ростом нагрузки уменьшается напряжение генератора из-за увеличивающегося падения напряжения в якоре и размагничивающего действия реакции якоря. Кроме того, с ростом нагрузки и уменьшением напряжения уменьшается ток в обмотке возбуждения $I_B = U / (r_B + r_{PB})$, что приводит к дополнительному снижению напряжения, так как $U = E - I_a r_a$; $E = C_e n \Phi$; $\Phi = f(I_B)$.

В генераторах с параллельным возбуждением при переходе от режима номинальной нагрузки к режиму холостого хода напряжение может изменяться на 10–20%. Этот генератор можно нагружать до некоторого максимального тока $I_{кр}$, называемого *критическим* (точка *a* на рис. 14.16), так как при дальнейшем увеличении нагрузки, т. е. уменьшении сопротивления r_B , ток $I_B = U / r_B$ вместо увеличения начнет уменьшаться. Это связано с тем, что напряжение на зажимах генератора U в этом случае падает быстрее, чем уменьшается r_B .

На рис. 14.17 приведена схема генератора со смешанным возбуждением. Генератор наряду с основной параллельной (шунтовой) обмоткой Ш.ОВ, имеет вспомогательную последовательную (серийную) обмотку С.ОВ возбуждения, при согласном включении которых напряжение генератора, как это видно из внешней характеристики (рис. 14.18, кривая 1), будет поддерживаться почти постоянным независимо от изменения нагрузки. У генераторов этого типа напряжение изменяется в пределах 2–3%. Последовательную обмотку этих генераторов выполняют таким образом, чтобы падение напряжения во внутреннем сопротивлении генератора и уменьшение э. д. с. от снижения тока возбуждения параллельной обмотки компенсировались приращением э. д. с. от потока последовательной обмотки. Так, если в генераторе с параллельным возбуждением напряжение при увеличении нагрузки падает и для поддержания его постоянным необходимо увеличивать ток возбуждения, то в генераторе со смешанным возбуждением последовательная обмотка возбуждения при увеличении нагрузки автоматически увеличивает магнитный поток соответственно току нагрузки, проходящему через нее.

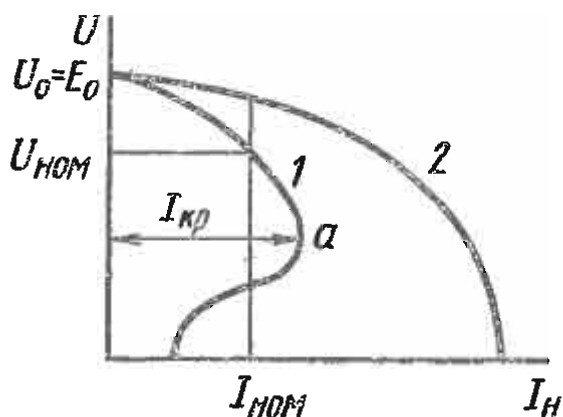


Рис. 14.16

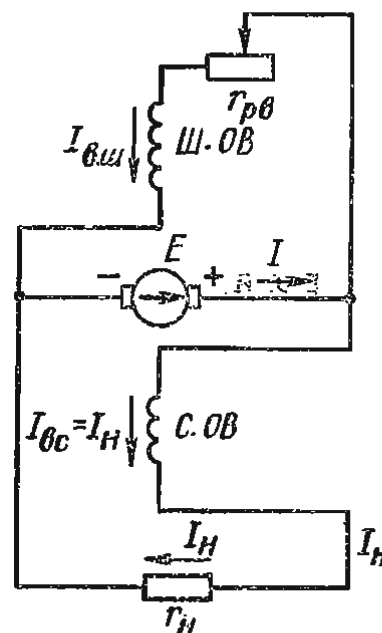


Рис. 14.17

Если последовательную обмотку возбуждения включить таким образом, чтобы ее м. д. с. была противоположна по направлению м. д. с. параллельной обмотки (встречное включение), то внешняя характеристика генератора окажется резко падающей (рис. 14.18, кривая 2). Генератор с такой характеристикой применяют в качестве сварочного генератора, для которого важно поддерживать постоянство тока при колебаниях напряжения из-за изменения длины дуги и ограничивать ток короткого замыкания.

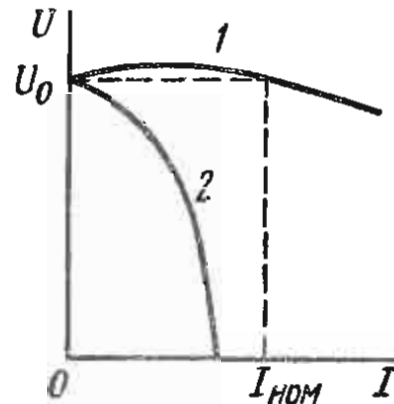


Рис. 14.18

§ 14.8. Двигатели постоянного тока. Основные уравнения

Ранее было установлено, что при работе машины в генераторном режиме э. д. с. E якоря будет больше, чем напряжение на его зажимах, на значение падения напряжения в цепи якоря (14.7). В этом случае ток течет от положительного зажима генератора во внешнюю сеть и электромагнитный момент машины M является тормозным (рис. 14.19, а).

Машина постоянного тока, подключенная к сети постоянного тока, может работать как в генераторном, так и в двигательном режиме. Если у генератора с параллельным или независимым возбуждением, подключенного к этой сети, уменьшить ток возбуждения с таким расчетом, чтобы э. д. с. якоря E стала меньше напряжения сети, то ток в цепи якоря из-за преобладания напряжения сети над э. д. с. изменит направление, т. е. пойдет от сети к машине. При этом электромагнитный момент также изменит направление и будет направлен в сторону вращения машины, т. е. станет вращающим (рис. 14.19, б).

Таким образом, машина постоянного тока может быть переведена из генераторного режима в двигательный, при котором якорь машины начинает потреблять из сети ток, создаваемый разностью напряжения сети и э. д. с. якоря:

$$I_a = (U - E)/r_a \quad (14.10)$$

В двигательном режиме индуцируемая в обмотке якоря э. д. с. направлена против протекающего по ней тока, поэтому ее принято называть *противо-э. д. с.* Значение *противо-э. д. с.*, так же как и для генератора, определяется согласно (14.3). Напряжение, приложенное к зажимам якоря двигателя согласно (14.10), должно уравновешивать *противо-э. д. с.* и компенсировать падение напряжения на внутреннем

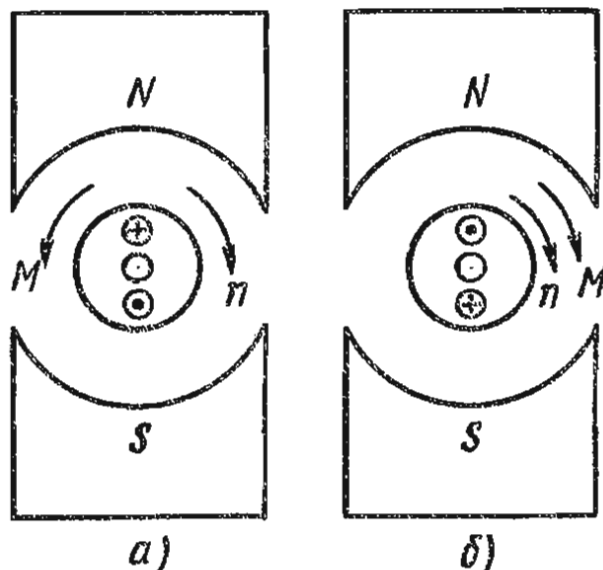


Рис. 14.19

сопротивлений цепи якоря:

$$U = E + I_a r_a. \quad (14.11)$$

Умножив левую и правую части уравнения (14.11) на ток I_a , получим уравнение баланса мощностей цепи якоря двигателя:

$$UI_a = EI_a + I_a^2 r_a, \quad (14.12)$$

где UI_a — мощность, потребляемая якорем двигателя из сети; $I_a^2 r_a$ — мощность потерь в обмотке якоря; $E I_a$ — электромагнитная мощность, преобразуемая в механическую мощность вращения вала двигателя.

Вращающий момент двигателя определяется по формуле (14.5), как и для генератора. Момент в двигательном режиме имеет противоположное направление по сравнению с генераторным режимом.

Путем подстановки в выражение (14.3) значения E из равенства (14.11) можно получить формулу для определения частоты вращения двигателя:

$$n = E / (C_e \Phi) = (U - I_a r_a) / (C_e \Phi). \quad (14.13)$$

Регулирование частоты вращения. Полученное выражение (14.13) показывает, что частоту вращения двигателя постоянного тока можно регулировать: изменением магнитного потока Φ , изменяя соответственно ток возбуждения; изменением питающего напряжения U ; включением добавочного сопротивления в цепь обмотки якоря.

Изменение направления вращения. Если требуется изменить направление вращения двигателя, то для этого необходимо изменить направление электромагнитного момента M , действующего на якорь. Согласно (14.5), это можно осуществить изменением направления тока в обмотке якоря I_a или путем изменения направления магнитного потока Φ (тока возбуждения). На практике это производят путем переключения проводов, подводящих ток к обмотке якоря или к обмотке возбуждения.

Свойство саморегулирования. Для того чтобы двигатель вращался с постоянной частотой n , развиваемый им вращающий момент M должен быть равным создаваемому нагрузкой тормозному моменту M_T :

$$M = M_T = C_M \Phi I_a. \quad (14.14)$$

Если равенство (14.14) нарушается, то частота вращения двигателя увеличивается или уменьшается до тех пор, пока снова вращающий момент двигателя не будет уравновешен тормозным моментом. Таким образом, двигатели постоянного тока обладают *свойством саморегулирования* — способностью при изменении нагрузки автоматически устанавливать новое значение частоты вращения, при которой двигатель работает устойчиво. Роль регулятора играет противо-э. д. с., наводимая в обмотке якоря.

Рассмотрим сущность процесса саморегулирования. Допустим, что тормозной момент, создаваемый нагрузкой, уменьшился и стал меньше вращающего момента двигателя, вследствие чего частота вращения n последнего начала возрастать. С увеличением n , согласно (14.11), возрастает противо-э. д. с. E и, согласно (14.10) и (14.5), уменьшаются ток якоря I_a и вращающий момент двигателя M . Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока вращающий момент двигателя не станет равным тормозному. Тогда рост частоты вращения прекратится.

Аналогично протекает процесс при увеличении тормозного момента, когда вращающий момент двигателя становится меньше тормозного. В этом случае частота вращения двигателя начинает падать, вследствие чего уменьшится противо-э. д. с. и возрастают ток якоря и вращающий момент. Этот процесс, так же как при уменьшении нагрузки, прекратится, когда $M = M_T$ и $n = \text{const}$.

В установившемся режиме, когда $M = M_T$, потребляемый якорем двигателя ток определяется моментом на валу $I_a = M_T / (C_M \Phi)$. Из этого выражения следует, что при $\Phi = \text{const}$ ток, потребляемый двигателем, всегда пропорционален моменту на валу.

Пуск двигателей. В момент включения двигателя в сеть его частота вращения n равна нулю, противо-э. д. с. $E = C_e n \Phi$ также равна нулю, а пусковой ток $I_{\text{п}} = U / r_a$ ограничивается только сопротивлением обмотки якоря, которое у двигателей средней и большой мощностей составляет десятые — сотые доли ом. Поэтому при прямом пуске путем непосредственного включения двигателя в сеть пусковой ток был бы недопустимо большим — в 10—20 раз больше номинального. Это может вызвать поломку вала, а также сильное искрение под щетками. Поэтому при пуске двигателей постоянного тока в цепь якоря часто включают добавочный пусковой реостат с таким сопротивлением $r_{\text{п}}$, чтобы пусковой ток не превышал допустимого значения. Прямой пуск применяют в основном для двигателей мощностью до нескольких сотен ватт, а иногда мощностью в несколько киловатт. В машинах большой и средней мощностей допустимый пусковой ток $I_{\text{п}} = (1,4 \div 1,8) I_{\text{ном}}$, а в машинах малой мощности $I_{\text{п}} = (2 \div 2,5) I_{\text{ном}}$.

По мере увеличения частоты вращения двигателя в обмотке якоря возрастает противо-э. д. с., ток уменьшается, вследствие чего сопротивление пускового реостата необходимо постепенно уменьшать. При достижении двигателем номинальной частоты вращения пусковой реостат полностью выводится. Чем короче период пуска, тем меньше потери энергии в цепи якоря.

Следует иметь в виду, что чрезмерное уменьшение пускового тока может привести к тому, что двигатель вообще не сможет стронуться с места, так как пусковой момент $M_{\text{п}} = C_M \Phi I_{\text{п}}$ не сможет преодолеть момента сопротивления на валу двигателя. Для обеспечения большого пускового момента при ограниченном пусковом токе необходимо создать возможно больший магнитный поток, что достигается за счет увеличения тока возбуждения с помощью специального реостата, включаемого в цепь возбуждения двигателя.

Ограничение пускового тока при реостатном пуске обычно сопровождается значительными потерями энергии в пусковом реостате. Для исключения этого пуск двигателя можно осуществить при пониженном напряжении, подводимом к его обмотке якоря от источника с регулируемым напряжением. В процессе пуска в этом случае напряжение, подводимое к якорю двигателя, плавно повышают.

Классификация двигателей. Двигатели постоянного тока отличаются друг от друга способом питания обмотки возбуждения. Двигатели постоянного тока, как и генераторы, могут иметь независимое, параллельное, последовательное и смешанное возбуждение.

Двигатели с независимым возбуждением применяют тогда, когда напряжение на зажимах якоря изменяется в процессе работы или когда напряжение якоря отличается по значению от напряжения возбуждения.

Двигатели последовательного возбуждения получили широкое применение, так как обладают рядом ценных свойств. Двигатели со смешанным возбуждением по своим свойствам являются промежуточными между двигателями последовательного и параллельного возбуждения.

Двигатели с параллельным возбуждением, получившие наибольшее распространение, — это, по существу, те же двигатели с независимым возбуждением, но только питание обмотки возбуждения у них производится от того же источника энергии, что и питание якоря. На рис. 14.20 приведена схема двигателя с параллельным возбуждением. В нем обмотка возбуждения подключена непосредственно к сети параллельно с обмоткой якоря. В цепь якоря включен пусковой r_n , а в цепь обмотки возбуждения — регулировочный реостат $r_{рв}$. Так как обмотка возбуждения питается независимо от обмотки якоря непосредственно от сети, то ток возбуждения двигателя параллельного возбуждения не зависит от тока якоря.

Если сопротивление регулировочного реостата не меняется, то ток возбуждения при напряжении сети $U = \text{const}$ остается постоянным. Поэтому магнитный поток двигателя при изменении нагрузки также практически не меняется (немного уменьшаясь при увеличении нагрузки за счет усиления реакции якоря). Ток I , потребляемый двигателем из сети,

$$I = I_a + I_b. \quad (14.15)$$

Обмотка возбуждения состоит из большого числа витков относительно тонкого провода и обладает значительным сопротивлением r_b , поэтому ток возбуждения I_b мал по сравнению с током якоря, составляя от него не более 3–4%.

Ток возбуждения

$$I_b = U / (r_b + r_{рв}). \quad (14.16)$$

Характерным свойством двигателей параллельного возбуждения является то, что при напряжении сети $U = \text{const}$ и сопротивлении цепи возбуждения $r_b + r_{рв} = \text{const}$ ток возбуждения $I_b = \text{const}$ и не зависит от тока нагрузки I .

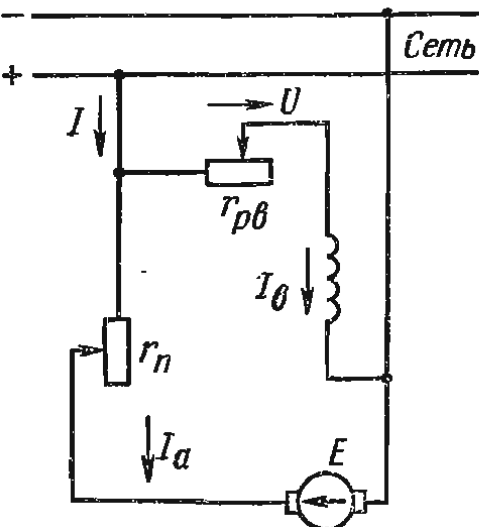


Рис. 14.20

Для оценки свойств электрических двигателей широко используют различные характеристики. Наиболее распространенным режимом работы двигателей параллельного возбуждения является режим при $U = \text{const}$ и $I_b = \text{const}$. В этом случае свойства двигателя достаточно полно описываются тремя характеристиками: моментной, скоростной и механической. Согласно (14.15), моментная характеристика $M = f(I_a)$ будет линейной (рис. 14.21, а), так как магнитный

поток двигателя параллельного возбуждения остается постоянным при изменении тока якоря и, следовательно, момент двигателя прямо пропорционален току якоря. Действительно, при $\Phi = \text{const}$ момент $M = C_M \Phi I_a = k I_a$, где $k = C_M \Phi = \text{const}$.

Скоростной характеристикой двигателя постоянного тока называют зависимость частоты его вращения от тока якоря $n = f(I_a)$, а механической — зависимость частоты вращения двигателя от момента $n = f(M)$ при $U = \text{const}$ и $I_b = \text{const}$. Согласно (14.13), скоростная характеристика для двигателей параллельного возбуждения будет линейной (рис. 14.21, а). Следовательно, линейной будет также механическая характеристика двигателя (рис. 14.21, б). Подставляя значение тока якоря I_a из (14.5) в (14.13), получим уравнение механической характеристики:

$$n = U / (C_e \Phi) - M r_a / (C_e C_M \Phi^2). \quad (14.17)$$

Когда в цепи якоря отсутствует добавочный реостат ($r_{\text{рег}} = 0$), механическая характеристика называется *естественной*. Механическая характеристика двигателя, у которого в цепь якоря введен регулировочный реостат с сопротивлением $r_{\text{рег}}$, называется *искусственной* (рис. 14.21, б). Естественная характеристика обычно линейна и имеет слегка падающий характер. Как механическую, так и скоростную характеристики у двигателей параллельного возбуждения можно считать жесткими, так как при изменении нагрузки от холостого хода до номинальной частоты вращения уменьшаются на 3–7%. Способность этих двигателей сохранять частоту вращения почти неизменной при изменении нагрузки широко используется на практике.

С другой стороны, частоту вращения двигателей параллельного возбуждения можно изменять в широких пределах с помощью регулировочного реостата с сопротивлением $r_{\text{рег}}$, позволяющего изменять ток возбуждения двигателя I_b и его магнитный поток Φ и, как следует из (14.13), частоту вращения n .

Следует особо отметить, что при холостом ходе и небольшой нагрузке для двигателя параллельного возбуждения большую опасность представляет значительное уменьшение тока возбуждения и тем более обрыв цепи возбуждения, когда $I_b = 0$ ($\Phi = 0$). В этом случае частота вращения может возрасти до опасных пределов — двигатель «идет в разнос». Кроме того, при этом ток якоря сильно возрастает, вследствие чего усиливается искрение под щетками.

Для оценки эксплуатационных свойств двигателей широко используют *рабочие характеристики*, представляющие зависимость потребляе-

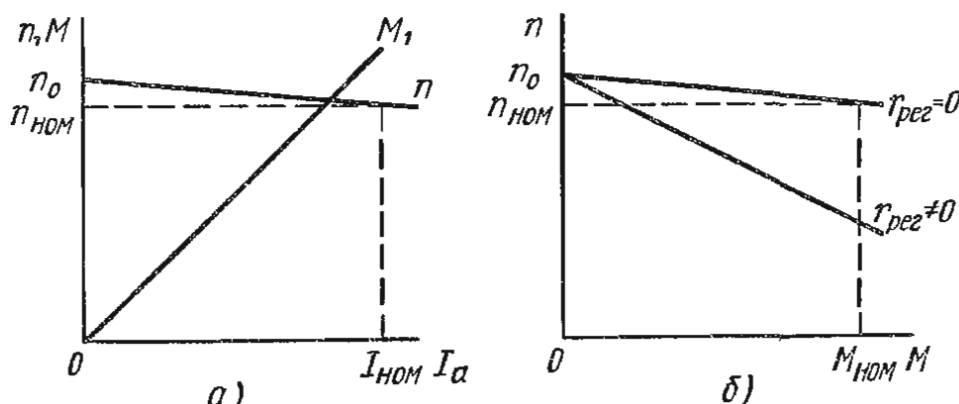


Рис. 14.21

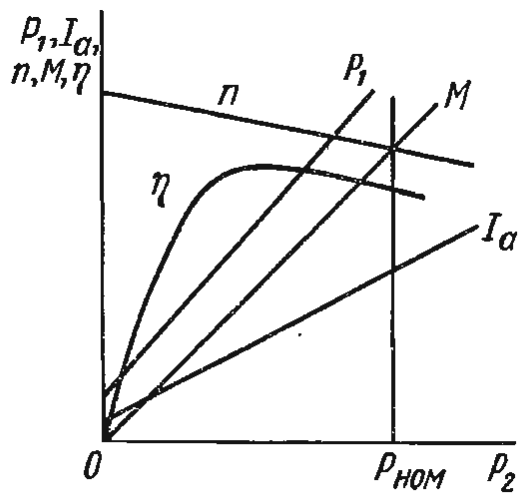


Рис. 14.22

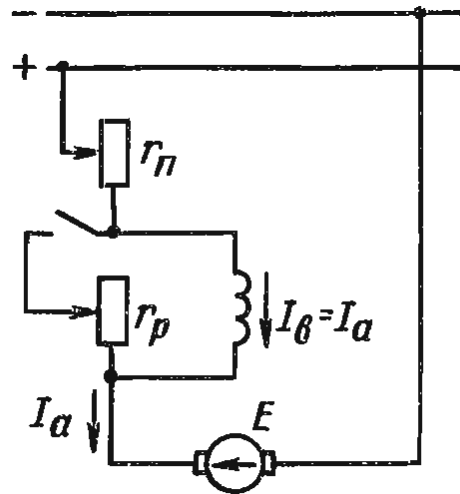


Рис. 14.23

мой мощности P_1 , тока якоря I_a , частоты вращения n , момента M , к. п. д. η от мощности на валу P_2 при $U = \text{const}$ и $I_b = \text{const}$ (рис. 14.22). Из рисунка видно, что с увеличением нагрузки частота вращения двигателя несколько уменьшается и характеристика $n = f(P_2)$ линейна, а также то, что момент якоря растет практически прямо пропорционально нагрузке, т. е. характеристика $M = f(P_2)$ тоже линейна.

Характеристики $P_1 = f(P_2)$, $I_a = f(P_2)$ и $\eta = f(P_2)$ имеют вид, характерный для любых электрических машин.

Двигатель с последовательным возбуждением. На рис. 14.23 приведена схема двигателя последовательного возбуждения. Обмотка возбуждения, обмотка якоря и пусковой реостат $r_{\text{п}}$ в этом двигателе соединяются последовательно, поэтому ток якоря является одновременно и током возбуждения. Поэтому обмотку возбуждения двигателя выполняют с малым числом витков из провода большего сечения, чем в двигателе параллельного возбуждения. При холостом ходе и малых нагрузках, когда потребляемый двигателем ток небольшой, м. д. с. обмотки и магнитный поток Φ двигателя также невелики. Так как частота вращения двигателя обратно пропорциональна значению магнитного потока, то при холостом ходе и малых нагрузках она в несколько раз превышает номинальную, представляя опасность для целостности двигателя. Поэтому эти двигатели нельзя запускать вхолостую или при небольшой нагрузке (менее 20–25 % от номинальной), т. е. нельзя применять для привода механизмы, работающие вхолостую или при небольшой нагрузке. Исключение составляют двигатели малой мощности (десятки ватт), которые могут быть использованы для привода механизмов, у которых возможен холостой ход. Так как частота вращения двигателя

$$n = [U - I_a(r_a + r_{\text{п}})] / (C_e \Phi), \quad (14.18)$$

то ее можно регулировать как посредством изменения Φ , так и путем изменения U . В первом случае для регулирования изменяют магнитный поток путем шунтирования обмотки возбуждения регулировочным реостатом. При этом часть тока ответвляется через реостат, включенный параллельно обмотке возбуждения. Это позволяет изменять (уменьшать) ток в обмотке возбуждения и устанавливать требуемую частоту вращения двигателя.

Частоту вращения за счет изменения напряжения на зажимах якоря регулируют, включая последовательно с якорем реостат, на котором падает часть напряжения сети, вследствие чего частота вращения двигателя уменьшается. Этот способ регулирования неэкономичен из-за больших потерь энергии в реостате.

Характерной особенностью двигателей последовательного возбуждения является резкое уменьшение частоты вращения при увеличении нагрузки. При ненасыщенной магнитной системе машины, когда $I_a < (0,8 \div 0,9) I_n$, скоростная характеристика двигателя $n = f(I_a)$ имеет вид гиперболы (рис. 14.24). При больших нагрузках ($I_a > I_n$), когда наблюдается насыщение магнитной системы машины ($\Phi = \text{const}$), скоростная характеристика становится линейной.

Моментная характеристика двигателя $M = f(I_a)$ при ненасыщенной магнитной системе машины имеет вид параболы (рис. 14.24), так как $\Phi = C_\Phi I_a$ и электромагнитный момент

$$M = C_M \Phi I_a = C_M C_\Phi I_a^2 = k I_a^2, \quad (14.19)$$

где k — постоянная. Таким образом, при ненасыщенной магнитной системе машины электромагнитный момент изменяется пропорционально квадрату тока якоря.

В то же время значительное увеличение нагрузки на валу двигателя сопровождается сравнительно небольшим ростом тока якоря. Это свойство двигателя последовательного возбуждения особенно ценно тогда, когда требуется большой вращающий момент, значительно превышающий номинальный, например при пуске в ход двигателя в трамваях, электровозах и т. д.

Механические характеристики $n = f(M)$ двигателя являются мягкими и имеют гиперболический вид (рис. 14.25). Подставляя значение тока из (14.19) в (14.18), получим выражение, определяющее механическую характеристику двигателя при $I_a < (0,8 \div 0,9) I_n$:

$$n = \frac{U}{C_e C_\Phi \sqrt{M / (C_M C_\Phi)}} - \frac{r_a + r_n}{C_e C_\Phi}. \quad (14.20)$$

При насыщении магнитной системы двигателя ($I_a > I_n$) зависимость $n = f(M)$ становится линейной. Изменяя сопротивление реостата, включенного последовательно с якорем, кроме естественной характеристики 1 можно получить семейство реостатных характеристик 2 и 3.

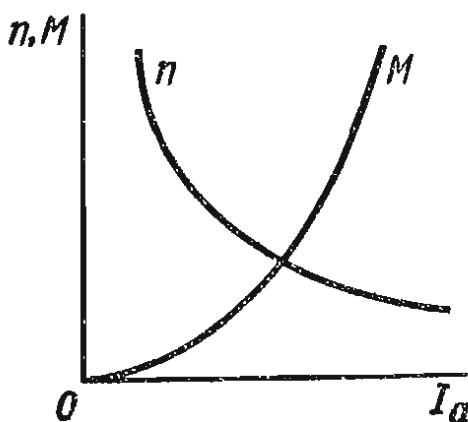


Рис. 14.24

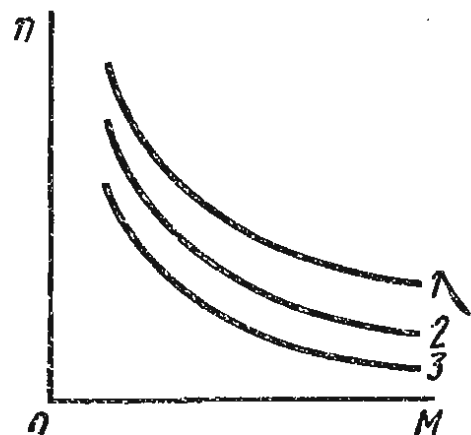


Рис. 14.25

На рис. 14.26 приведены рабочие характеристики двигателя последовательного возбуждения. Характеристики $M = f(P_2)$ и $n = f(n_2)$ нелинейны, а характеристики $I_a = f(P_2)$, $P_1 = f(P_2)$ и $\eta = f(P_2)$ имеют вид, аналогичный подобным зависимостям для двигателя параллельного возбуждения. На рис. 14.26 начальные участки рабочих характеристик, изображенные штриховыми линиями, соответствуют работе двигателя при малой нагрузке, когда частота вращения становится недопустимо большой.

Двигатель со смешанным возбуждением. На рис. 14.27 приведена схема двигателя смешанного (компаундного) возбуждения, у которого имеется две обмотки возбуждения: серийная и шунтовая. В двигателе магнитный поток Φ создается совместным действием токов возбуждения шунтовой $I_{вш}$ и серийной $I_{вс}$ обмоток. Обмотки возбуждения можно включать таким образом, что они будут создавать магнитные потоки одного (согласное включение) или противоположного (встречное включение) направлений.

При встречном включении с небольшой м. д. с. последовательной обмотки можно получить двигатель с жесткой механической характеристикой, однако встречное включение обмоток возбуждения применяют очень редко, так как в этом случае ухудшаются пусковые свойства двигателя. В этом двигателе характер изменения частоты вращения и вращающего момента зависит от соотношения м. д. с. последовательной и параллельной обмоток возбуждения. Подбирая соответствующим образом соотношение между м. д. с. обмоток, можно получить необходимое изменение частоты вращения при нагрузке, «приблизив» двигатель по свойствам к двигателям последовательного или параллельного возбуждения. Следовательно, рабочие характеристики двигателя смешанного возбуждения являются промежуточными между характеристиками двигателей параллельного и последовательного возбуждения.

Эти двигатели при работе вхолостую не «идут в разнос», так как всегда имеется постоянный магнитный поток, создаваемый параллельной обмоткой возбуждения. Кроме того, из-за наличия последовательной обмотки возбуждения в них при возрастании нагрузки увеличивается магнитный поток. Двигатели обладают большей перегрузочной способностью по сравнению с двигателями параллельного возбуждения.

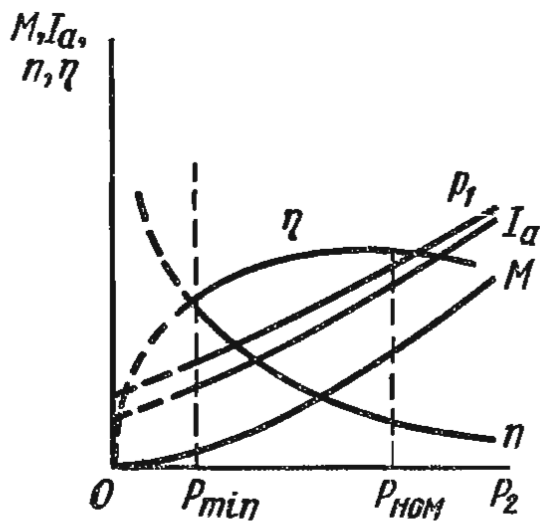


Рис. 14.26

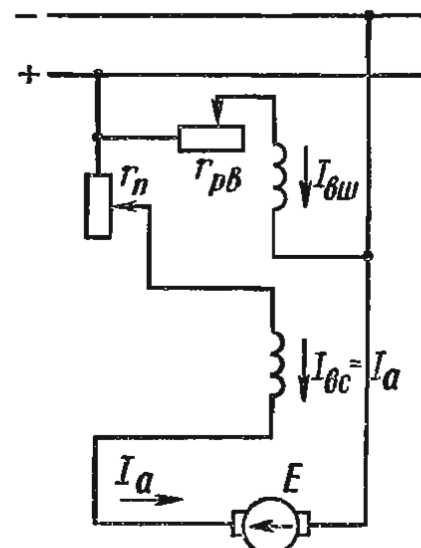


Рис. 14.27

§ 15.1. Общие сведения

Электроприводом называется электромеханическое устройство, состоящее из электродвигателя, передаточного механизма, соединяющего электродвигатель с исполнительным механизмом, и элементов управления и автоматизации.

Производственные машины и механизмы, как правило, приводятся в движение электроприводом (рис. 15.1). Электрическая часть электропривода 4 состоит из электродвигателя 2 и аппаратуры управления двигателем 1, с помощью которой управляют движением производственной машины или механизма 5. Механическая часть электропривода 3, связывающая электродвигатель с производственной машиной или механизмом, может состоять из различных элементов: муфт сцепления, редукторных, цепных и клиноременных передач, преобразователей движения и др. Совокупность электропривода и производственной машины или механизма составляет *электрифицированный агрегат*. Управление агрегатом является *ручным*, если оно выполняется простейшими электрическими устройствами путем непосредственного воздействия на них человеком. *Автоматическое* управление агрегатом производится без непосредственного участия человека. При автоматическом управлении обеспечивается высокая производительность производственных машин и улучшается качество выпускаемой продукции. Электроприводы с автоматическим управлением получили название *автоматизированных*.

Электроприводы в зависимости от числа обслуживаемых производственных машин и ступеней механических передач подразделяются на три типа: групповые, одиночные и многодвигательные. При *групповом приводе* механическая энергия по отдельным производственным машинам передается и распределяется от одного электродвигателя через *трансмиссии*, т. е. один двигатель приводит в движение группу производственных машин. Этот вид электропривода имеет ряд технико-экономических недостатков, поэтому его в настоящее время не применяют.

При *одиночном приводе* каждая производственная машина или исполнительный механизм приводится в движение отдельным электродвигателем, что позволяет упростить промежуточные передачи и снизить в них потери, а также обеспечить возможность регулирования частоты вращения машин и их торможения электрическими способами.

Если производственная машина, например станок-автомат, производящий ряд различных операций, приводится в движение от нескольких электродвигателей, т. е. когда не связанные между собой механические звенья машины приводятся в движение отдельными двигателя-

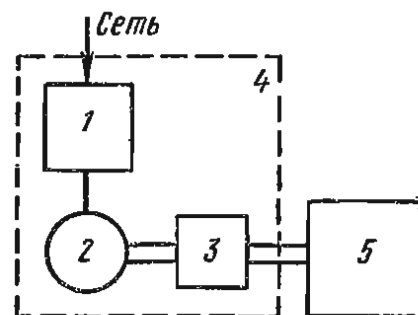


Рис. 15.1

ми соответствующей мощности, то привод называют *многодвигательным*. Такой вид электропривода позволяет упростить кинематику производственной машины, уменьшить количество ее узлов, снизить расход электроэнергии и износ отдельных деталей.

§ 15.2. Основные режимы работы электропривода

От особенностей нагрева и охлаждения двигателя зависит время, в течение которого он может отдавать номинальную мощность. Иными словами, продолжительность работы двигателя зависит от режима, для которого он предназначен. Исходя из этого, различают следующие основные режимы работы электропривода: продолжительный, кратковременный и повторно-кратковременный.

При *продолжительном режиме* температура всех частей электрической машины и электропривода через некоторое время достигает установившегося значения $T_{уст}$ (рис. 15.2, а) и длительность работы электропривода обуславливается этой температурой. Работа электропривода продолжается до тех пор, пока температура всех его частей не превысит $T_{уст}$. В качестве примера к механизмам с продолжительным режимом работы можно отнести водяные насосы, вентиляторы, компрессоры и т. д.

При *кратковременном режиме* электропривод находится в рабочем состоянии относительно небольшой период и за это время его температура не успевает достигнуть установившегося значения, а за время паузы его температура успевает снизиться до температуры окружающей среды T_{oc} (рис. 15.2, б). Длительность периода нагрузки t_p неизменной номинальной нагрузки для таких двигателей принята 10; 30; 60; 90 мин. В кратковременном режиме работают электроприводы шасси самолетов, разводных мостов и др.

При *повторно-кратковременном режиме* (рис. 15.2, в) периоды неизменной нагрузки t_p чередуются с периодами отключения электрического двигателя t_0 (паузами), причем ни в один из периодов t_p температура электропривода не достигает установившегося значения, а в период t_0 электропривод не успевает охладиться до T_{oc} .

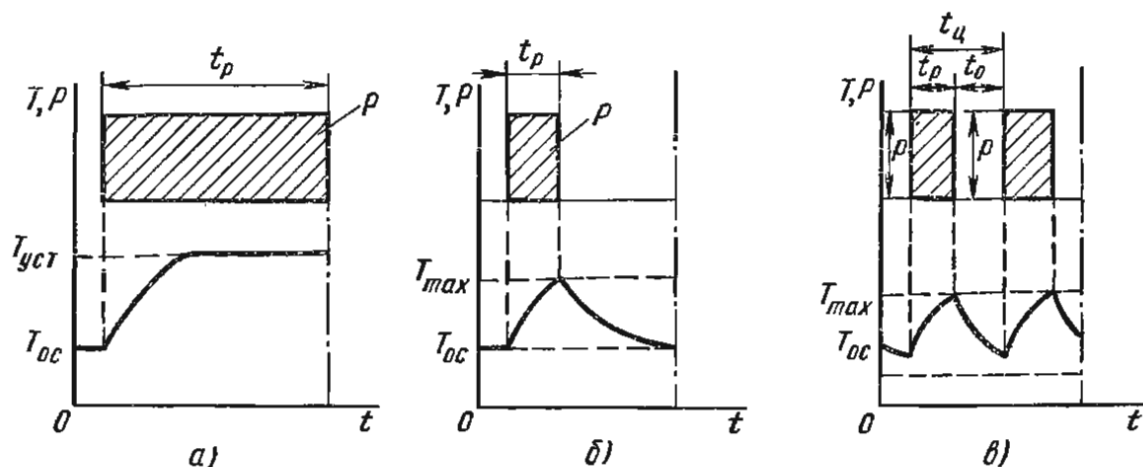


Рис. 15.2

Продолжительность одного периода нагрузки и паузы называют циклом: $t_{ц} = t_p + t_0$. Повторно-кратковременный режим работы электропривода характеризуется относительной (в процентах) продолжительностью включения:

$$ПВ = \frac{t_p}{t_p + t_0} \cdot 100. \quad (15.1)$$

Продолжительность включения принята равной 15; 25; 40; 60%, а продолжительность одного цикла не должна превышать 10 мин. В повторно-кратковременном режиме работают электроприводы кранов, экскаваторов, прокатных станков, лифтов и т. д.

Показателем использования электродвигателя может служить максимальная температура, до которой он нагревается в процессе работы, так как перегрев обмоток и деталей выводит двигатель из строя. Для обеспечения безаварийной работы необходимо знать, в каком из режимов работает двигатель. Поэтому в зависимости от вида режима работы электропривода определяют номинальную мощность электродвигателя.

§ 15.3. Выбор мощности электродвигателя

Мощность двигателя выбирают согласно нагрузке на его валу. Ее значение также должно удовлетворять условию, чтобы средняя температура двигателя не превышала допустимого значения, обусловленного классом изоляции обмотки. Кроме того, выбор двигателя обуславливается условиями пуска и перегрузочной способностью.

Выбор мощности двигателя для продолжительного режима работы. При продолжительной работе нагрузка двигателя может быть постоянной (рис. 15.3, а) или переменной (рис. 15.3, б). Выбор двигателя с постоянной нагрузкой производится по каталогу. При этом необходимо выбирать двигатель с номинальной мощностью $P_{ном} \geq P$.

При переменной нагрузке, когда продолжительный режим имеет прерывистый характер, расчет или проверку правильности предварительного выбора мощности двигателя производят на основании *нагрузочной диаграммы* (рис. 15.4). Если определить температуру максимального нагрева двигателя T_{max} и сравнить ее с допустимой температурой нагрева $T_{доп}$, то правильному выбору двигателя соответствует условие $T_{max} \leq T_{доп}$. Однако из-за сложности и громоздкости определения величины T_{max} этот метод выбора двигателя на практике не применяют.

Для выбора мощности двигателя при любом режиме работы удобен *метод средних*

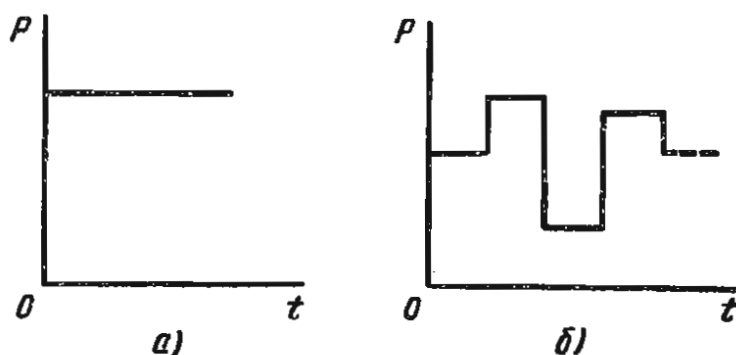


Рис. 15.3

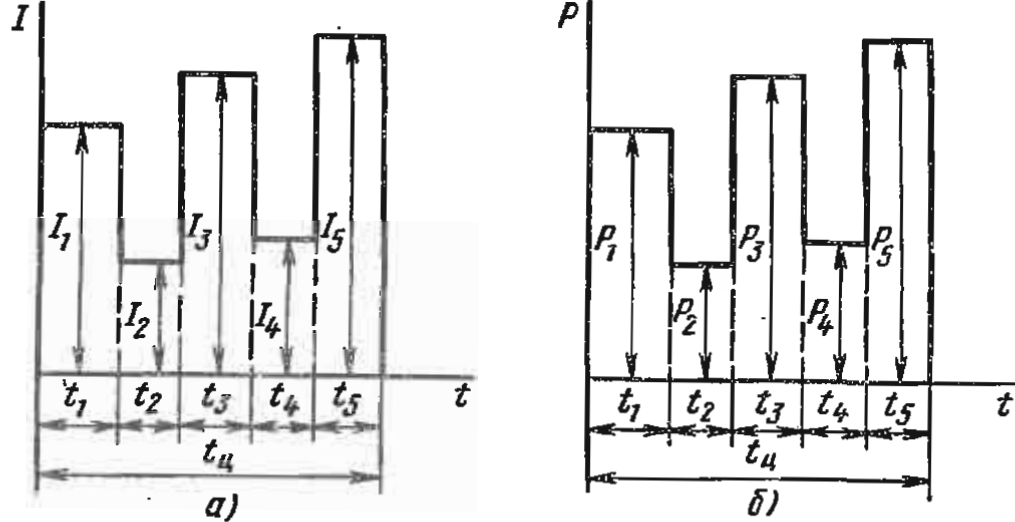


Рис. 15.4

потерь. В основу метода положено условие, при котором средние потери мощности $\Delta P_{\text{ср}}$ двигателем за время цикла работы $t_{\text{ц}}$ не превышают потерь при номинальной нагрузке $\Delta P_{\text{ном}}$, т. е. $\Delta P_{\text{ср}} \leq \Delta P_{\text{ном}}$ или

$$\Delta P_{\text{ном}} \geq \Delta P_{\text{ср}} = \frac{\Delta P_{\text{ц}}}{t_{\text{ц}}} = \sum_{i=1}^k \Delta P_i t_i, \quad (15.2)$$

где $\Delta P_{\text{ц}}$ — потери мощности в двигателе за цикл; ΔP_i — потери мощности за время t_i , в течение которого двигатель работает с постоянной нагрузкой P_i .

Метод средних потерь, хотя и является более точным по сравнению с методом эквивалентных величин, не всегда применим из-за отсутствия необходимых сведений о двигателе. Поэтому на практике мощность двигателя при переменной нагрузке выбирают по приближенным методам эквивалентного тока, эквивалентной мощности или эквивалентного момента.

При методе эквивалентного тока действительные токи двигателя ($I_1, I_2, I_3, \dots, I_n$ на рис. 15.4, а) в отдельные отрезки времени заменяют эквивалентным током I_3 постоянного значения, создающим за время работы двигателя $(t_1 + t_2 + \dots + t_n)$ те же потери в двигателе, что и действительные токи.

При работе двигателя потери мощности складываются из постоянных (не зависящих от нагрузки) $\Delta P_{\text{ст}}$ (потери в стали) и переменных $\Delta P_{\text{Mi}} = m I_i^2 r$ (потери в меди), где m — число фаз при переменном токе; r — сопротивление обмоток двигателя.

Заменяя в (15.2) $\Delta P_i = \Delta P_{\text{ст}} + \Delta P_{\text{Mi}}$, получим

$$\Delta P_{\text{ср}} \sum_{i=1}^k t_i = \Delta P_{\text{ст}} \sum_{i=1}^k t_i + \sum_{i=1}^k \Delta P_{\text{Mi}} t_i = \Delta P_{\text{ст}} t_{\text{ц}} + m r \sum_{i=1}^k I_i^2 t_i, \quad (15.3)$$

где $t_{\text{ц}} = \sum_{i=1}^k t_i = t_1 + t_2 + \dots + t_k$.

За время $t_{\text{ц}}$ такие же потери вызываются и эквивалентным током I_3 :

$$\Delta P_{\text{ср}} t_{\text{ц}} = \Delta P_{\text{ст}} t_{\text{ц}} + m r I_3^2 t_{\text{ц}} \quad (15.4)$$

Приравнивая (15.3) и (15.4), находим, что $\sum_{i=1}^k I_i^2 t_i = I_3^2 t_{ц}$, откуда

$$I_3 = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_k^2 t_k}{t_{ц}}} \quad (15.5)$$

Условие нагрева двигателя ($T_{\max} \leq T_{\text{доп}}$) будет соблюдено, если $\Delta P_3 \leq \Delta P_{\text{ном}}$, или $I_3 \leq I_{\text{ном}}$.

Для определения мощности двигателей, у которых вращающий момент почти пропорционален току, можно использовать нагрузочные диаграммы моментов $M = f(t)$ (например, для шунтовых двигателей постоянного тока и с некоторым допущением для асинхронных двигателей с малоизменяющейся нагрузкой). По аналогии с (15.5) можно записать:

$$M_3 = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_k^2 t_k}{t_{ц}}} \quad (15.6)$$

Условие выбора двигателя в этом случае $M_3 \leq M_{\text{н}}$.

Если двигатель работает с малоизменяющейся частотой вращения и имеется график его нагрузки по мощности (рис. 15.4, б), то двигатель выбирают с номинальной мощностью, равной или большей эквивалентной мощности, определяемой, аналогично (15.6), по формуле

$$P_3 = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_k^2 t_k}{t_{ц}}} \quad (15.7)$$

После выбора мощности двигателя на основании одного из методов эквивалентных величин необходимо произвести проверку двигателя на перегрузочную способность, которая характеризуется коэффициентом перегрузки. Коэффициент перегрузки $k_{\text{п}}$ представляет собой отношение максимального допустимого момента двигателя $M_{\text{мах доп}}$ к его номинальному моменту $M_{\text{ном}}$.

Для того чтобы удовлетворить требованиям кратковременных перегрузок для данного привода, необходимо, чтобы максимальный допустимый момент двигателя был равен или больше максимального момента нагрузки на валу двигателя: $M_{\text{мах доп}} \geq M_{\text{мах}}$. Иначе говоря, должно соблюдаться условие $k_{\text{п}} > M_{\text{мах}}/M_{\text{ном}}$. Перегрузочная способность для различных двигателей различна. Для асинхронных двигателей $k_{\text{п}} = 1,7 \div 3,5$, для синхронных двигателей $k_{\text{п}} \geq 1,65$, для двигателей постоянного тока независимого и смешанного возбуждения $k_{\text{п}} = 2 \div 2,5$, а для двигателей последовательного возбуждения $k_{\text{п}} = 2,5 \div 3$.

При выборе асинхронных короткозамкнутых двигателей кроме проверки на перегрузочную способность необходимо проводить выбор по пусковому моменту $M_{\text{пуск}}$, так как для таких двигателей эта величина обычно невелика. При этом необходимо соблюдать условие $M_{\text{пуск}} > M_{\text{с.нач}}$, где $M_{\text{с.нач}}$ — начальный статический момент, создаваемый производственной машиной или приводимым механизмом.

Выбор мощности электродвигателя для повторно-кратковременного режима работы. Так как при работе в этом режиме двигатель часто запускают и останавливают, то в периоды разгона, а также торможения и остановки ухудшаются вентиляция, а следовательно, и охлаждение двигателя. Это учитывают, вводя поправочные коэффициенты, которые зависят от типа двигателя и способов его охлаждения. Как указывалось ранее, повторно-кратковременный режим характеризуется значением ПВ (15.1). Если график работы двигателя имеет вид, представленный на рис. 15.2, в, то номинальная мощность двигателя выбирается равной эквивалентной мощности:

$$P_3 = \sqrt{\frac{P^2 t_p}{t_p + t_0}} = P \sqrt{\frac{t_p}{t_p + t_0}} = P \sqrt{\text{ПВ}}. \quad (15.8)$$

Если график работы двигателя имеет более сложный вид (см. рис. 15.3), то эквивалентная мощность определяется по формуле

$$P_3 = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} = P'_3 \sqrt{\text{ПВ}}, \quad (15.9)$$

где P'_3 — эквивалентная мощность двигателя без учета его останова; значение ПВ определяют как

$$\text{ПВ} = \frac{\sum t_p}{\sum t_p + \sum t_0} \cdot 100. \quad (15.10)$$

Если расчетное значение ПВ производственной машины, полученное согласно нагрузочной диаграмме, отличается от стандартного значения для двигателей, то его выбирают по ближайшему стандартному значению $\text{ПВ}_{\text{ст}}$, соответственно пересчитывая мощность P'_3 по формуле

$$P = P'_3 \sqrt{\text{ПВ}/\text{ПВ}_{\text{ст}}}. \quad (15.11)$$

При выборе двигателя для повторно-кратковременного режима работы по каталогу необходимо знать P'_3 и ПВ. Проверка выбранного двигателя на перегрузку и по пусковому моменту при данном режиме обязательна.

Следует отметить, что при определении мощности двигателя по методу эквивалентных величин и относительной продолжительности включения не учитывается число включений двигателя в час, а следовательно, продолжительность и интенсивность нагрева двигателя в пусковых и тормозных режимах. Более точный расчет мощности двигателя можно выполнить методом средних потерь, причем с обязательной проверкой по перегрузочному и пусковому моментам.

§ 15.4. Выбор типа электродвигателя

Выбор типа двигателя не ограничивается только определением его номинальной мощности. При выборе электропривода необходимо тщательно учитывать особенности и условия работы производственной

машины или исполнительного механизма. Поэтому необходимо решать ряд взаимосвязанных вопросов: выбор типа привода (регулируемый или нерегулируемый), выбор типа электродвигателя (по роду тока и напряжению, его номинальной частоте вращения и способу соединения с производственной машиной или исполнительным механизмом), выбор электродвигателя по конструктивному исполнению, а также по экономическим показателям. Таким образом, электропривод должен наиболее полно удовлетворять всем технико-экономическим показателям, при этом быть надежным и простым в эксплуатации, иметь минимальную стоимость, размеры и высокие энергетические показатели. Этим требованиям в большей мере отвечают короткозамкнутые асинхронные двигатели.

Для привода производственных машин средней и большой мощностей, работающих в продолжительном режиме с редкими пусками и неизменной частотой вращения (компрессоры, мощные насосы и т. д.), рекомендуется применять синхронные двигатели. Это связано с тем, что современные синхронные двигатели пускаются в ход так же, как асинхронные, но габариты их меньше, к. п. д. выше, больше максимальный момент. Кроме того, путем регулирования тока возбуждения синхронного двигателя можно изменять его реактивную мощность и, следовательно, $\cos \varphi$ при заданной нагрузке на валу. Вместе с тем при частых пусках и переменной нагрузке наиболее надежными простыми и дешевыми являются короткозамкнутые асинхронные двигатели. При мощностях до 100 кВт при нерегулируемом приводе, как правило, применяют короткозамкнутые асинхронные двигатели.

В настоящее время начинают получать распространение *силовые тиристорные преобразователи частоты*, позволяющие плавно регулировать частоту переменного тока, а следовательно, плавно регулировать частоту вращения вращающегося магнитного поля в двигателях переменного тока и, следовательно, частоту их вращения. Однако в ряде случаев, когда требуется в процессе работы двигателя изменять частоту вращения в широких пределах, отдается предпочтение двигателям постоянного тока.

В зависимости от условий окружающей среды, в которой должен работать электродвигатель, а также способа установки очень важно правильно выбрать конструктивное исполнение двигателя. В частности, для одних производственных машин применяют двигатели с горизонтальной, а для других — с вертикальной установкой вала. Кроме того, существуют машины и механизмы, в которых применяют встраиваемые двигатели, т. е. двигатели, имеющие общий корпус с корпусом машин или механизмов.

Если в среде, окружающей двигатель, содержатся агрессивные вещества, например в виде едких паров кислот или газов, оказывающих разрушающее воздействие на изоляцию обмотки, то они могут вывести двигатель из строя. В этих случаях используют специальные закрытые двигатели в герметическом исполнении или закрытые продуваемые с кислотоупорной изоляцией. В помещениях, в атмосфере которых образуются взрывоопасные смеси, содержащие горючие газы или пары, применяют взрывобезопасные двигатели, обладающие большой проч-

ностью и выдерживающие взрывы газов внутри двигателя без выхода пламени взрыва в окружающее пространство.

Следует отметить, что использование двигателей специального исполнения повышает стоимость установок, поэтому для работы в сухих помещениях с незагрязненной атмосферой следует выбирать наиболее дешевые двигатели открытого или защищенного типа с большими вентиляционными отверстиями в подшипниковых щитах, так как чем больше степень открытия двигателя, тем лучше условия охлаждения его обмоток.

§ 15.5. Управление электроприводом

Управление электроприводом заключается в пуске и останове электродвигателя, регулировании частоты его вращения, торможении и реверсировании, т. е. сводится к непрерывному поддержанию режима, обусловленного технологическим процессом производства. Управление электроприводом может быть ручным или автоматическим.

Аппараты ручного управления в большинстве своем служат для включения и отключения электрических двигателей сравнительно небольшой мощности. Ручное управление мощными электроприводами осложняется необходимостью применять большие усилия, которые иногда превышают физические возможности человека. В этом случае управлять электроприводами можно только с помощью аппаратов автоматического управления.













Автоматическое управление позволяет удовлетворить многим требованиям современного производства и поэтому является предпочтительным в промышленности, а для некоторых видов производств — и единственным способом управления. Современные автоматизированные электроприводы позволяют управлять машинами на расстоянии, производить остановку производственной машины в определенном положении, изменять направление вращения двигателя, защищать двигатель и машину от перегрузок, осуществлять требуемую последовательность операций технологического процесса и т. д.



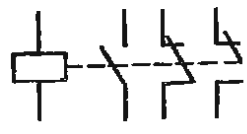
Автоматизация управления электроприводом требует широкого использования различных реле, контакторов, электромагнитных аппаратов, магнитных и электромашинных усилителей, электронных и ионных преобразователей, вычислительных машин и т. п. Это позволяет воздействовать на электроприводы в соответствии с требованиями технологического процесса производства и переходить к программированному управлению электроприводом, при котором работа исполнительных механизмов осуществляется в соответствии с ранее установленной программой, определяемой последовательностью технологического процесса.

Электрические схемы управления отдельными производственными машинами составляют на основе изучения технологического процесса, выбора типа электродвигателя и использования принципов построения схем автоматизированного электропривода. Широкое распространение

систем автоматического управления электроприводами привело к созданию ряда типовых схем управления. Все элементы аппаратов имеют установленные графические изображения и названия, часть из которых приведена в табл. 15.1. Положение контактов аппаратов, изображаемых на схемах управления, при отсутствии внешнего воздействия соответствует их нормальному состоянию.

Таблица 15.1

Наименование	Обозначение
Выключатель кнопочный нажимный: с замыкающим контактом	
с размыкающим контактом	
Выключатель однополюсный	
Выключатель трехполюсный	
Контакт коммутационного устройства: замыкающий	
размыкающий	
переключающий	
Контакт для коммутации силовой цепи: замыкающий	
размыкающий	
замыкающий дугогасительный	
размыкающий дугогасительный	
Контакт замыкающий с замедлителем, действующим: при срабатывании	

Наименование	Обозначение
при возврате	
при срабатывании и возврате	
Реле электрическое с замыкающим, размыкающим и переключающим контактом	

Контакты аппаратов подразделяют на замыкающие, размыкающие и переключающие. В схемах управления электроприводом различают силовые или главные цепи, по которым подается электрический ток к электродвигателям, а также вспомогательные, к которым относятся цепи управления, защиты и сигнализации. В простых схемах управления электрические схемы с небольшим числом соединений можно изображать совмещенными. В сложных схемах с большим числом соединений отдельные элементы аппаратов управления изображают разнесенными, т. е. не в соответствии с их действительным пространственным расположением, что делается для удобства вычерчивания и наглядности схемы.

При проведении монтажных, ремонтных или наладочных работ используют принципиальные (полные) схемы, а также схемы соединений (монтажные). На принципиальных схемах изображают полный состав элементов и связи между ними, необходимые для детального понимания принципа работы установки. Монтажные схемы состоят в соответствии с принципиальными схемами. На них изображают электрические аппараты и оборудование с разводкой проводов силовых цепей и цепей управления в полном соответствии с их действительным территориальным расположением. Эти схемы даже в простейших случаях достаточно сложные.

Автоматизация управления электроприводами сводится в основном к автоматизации пуска, торможения и останова, постепенному переключению резисторов при разбеге двигателя и изменению их параметров при регулировании частоты вращения в период работы и т. д.

Основные принципы автоматического управления электроприводами подразделяют по функциональной зависимости от различных величин: 1) управление как функция тока, т. е. в зависимости от значения тока, протекающего по обмоткам электродвигателя; 2) управление как функция времени, основанное на установлении наперед заданной выдержки времени между двумя соседними операциями по переключениям в цепи электродвигателя; 3) управление как функция частоты вращения электропривода; 4) управление как функция пути исполнительного механизма, приводимого двигателем.

Однако в одной и той же схеме управления часто применяют различные принципы автоматического управления. При этом формируются весьма сложные схемы управления, причем в них всегда можно выделить схемы управления отдельными электроприводами.

Управление пуском короткозамкнутого асинхронного двигателя. На рис. 15.5,а показана совмещенная схема дистанционного управления пуском и остановом асинхронного короткозамкнутого двигателя с помощью магнитного пускателя *МП* и кнопок *С* (стоп) и *П* (пуск). В силовую цепь включены рубильник *Р* для снятия напряжения, предохранители *Пр*, главные контакты *К₁*, *К₂*, *К₃* магнитного пускателя с искрогасительными камерами, тепловые реле *РТ*, служащие для защиты двигателя *М* от перегрева, вызванного перегрузками или другими причинами. На рис. 15.5,б показана схема цепи управления. Все элементы магнитного пускателя (силовые контакты *К₁*, *К₂*, *К₃* и дополнительные контакты в цепи управления *К₄*, контакты тепловых реле *РТ*) показаны в нормальном положении, т. е. при выключенном магнитном пускателе. Элементы управления на рисунке показаны в одинаковой последовательности, но представленная на рис. 15.5,б схема управления читается проще.

При пуске двигателя нажимают кнопку *П* и в цепь управления подается напряжение (линии *Л₁* и *Л₂*), через катушку магнитного пускателя *МП* проходит ток, замыкаются главные контакты *К₁*, *К₂*, *К₃* пускателя и одновременно с ними дополнительные контакты *К₄*, шунтирующие кнопку пуска *П*. Цепь управления и после прекращения нажатия на кнопку «Пуск» не прерывается, и главные контакты магнитного пускателя остаются включенными. При останове двигателя нажимают на кнопку *С* вручную или автоматически, вследствие чего цепь управления разрывается и двигатель останавливается. При перегрузке двигателя срабатывают тепловые реле *РТ*, размыкающими контактами *РТ* отключается от сети цепь катушки магнитного пускателя *МП*, размыкаются главные контакты пускателя и двигатель, таким образом, отключается от сети.

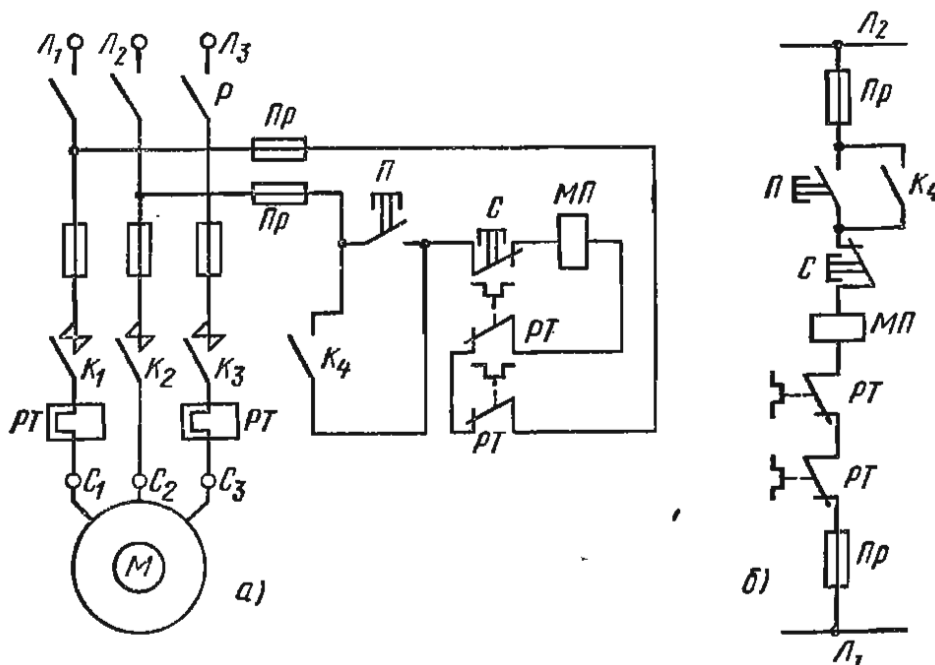


Рис. 15.5

Реверсивное управление трехфазными асинхронными короткозамкнутым двигателями. Для управления трехфазными асинхронными короткозамкнутыми двигателями, которые должны в процессе работы изменять направление вращения, применяют магнитные пускатели с двумя трехполюсными контакторами, имеющие кнопки *В* (вперед), *Н* (назад), *С* (стоп) и два тепловых реле *РТ* (рис. 15.6).

В зависимости от требуемого направления вращения контакторы переключают две фазы (зажимы *С1* и *С3* электродвигателя). Например, для пуска двигателя в одном из направлений (условно названным «Вперед») необходимо нажать на двойную кнопку *В*, замыкающий контакт которой замкнет цепь катушки *КВ*. При этом замкнутся контакты трехполюсного контактора *КВ* и двигатель начнет вращаться вперед. Одновременно кнопка *В* шунтируется блокировочными замыкающими контактами *КВ*.

Если требуется изменить направление вращения двигателя, то необходимо нажать на кнопку *Н*, размыкающий контакт которой разорвет цепь катушки *КВ* и отключит контактор *КВ*, а замыкающий контакт кнопки *Н* замкнет цепь катушки *КН* и включит контакты трехполюсного контактора *КН*, вследствие чего двигатель изменит направление вращения. Одновременно замыкающий контакт кнопки *Н* шунтируется блокировочными замыкающими контактами *КН*. Блокировочные замыкающие контакты *КВ* и *КН* обеспечивают продолжение работы двигателя в выбранном направлении при возвращении контактов пусковых кнопок *В* и *Н* в исходное положение. Одновременное включение контакторов *КВ* и *КН* недопустимо, так как в этом случае возникает короткое замыкание сети. Во избежание этого в схеме применяют две кнопки *В* и *Н* с замыкающими и размыкающими контактами.

Двигатель останавливают вручную путем нажатия на кнопку *С* или он останавливается автоматически при перегрузке за счет размыкания контактов тепловых реле *РТ*.

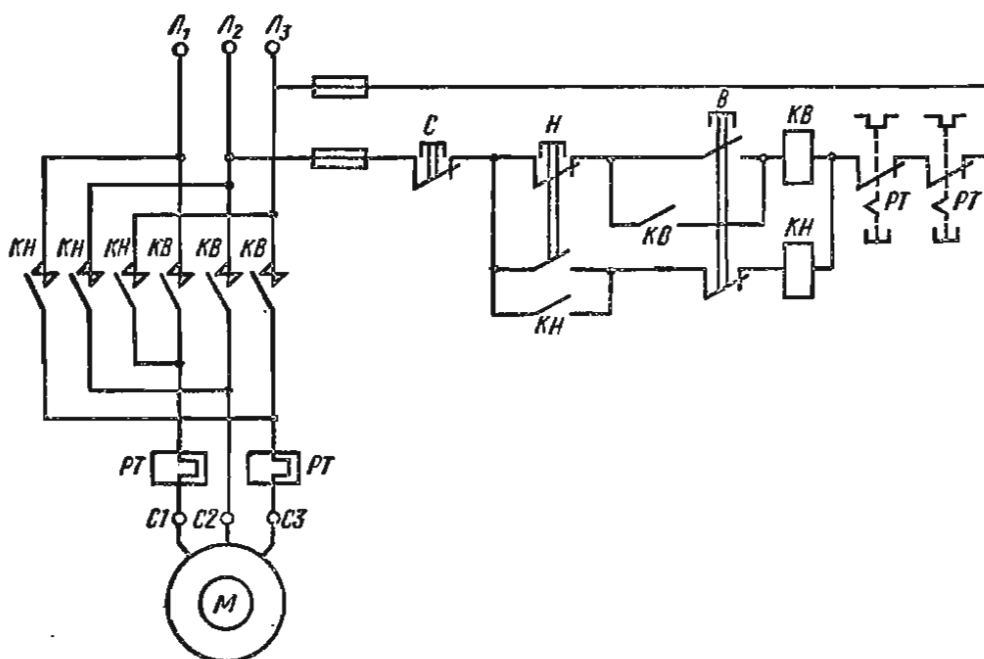
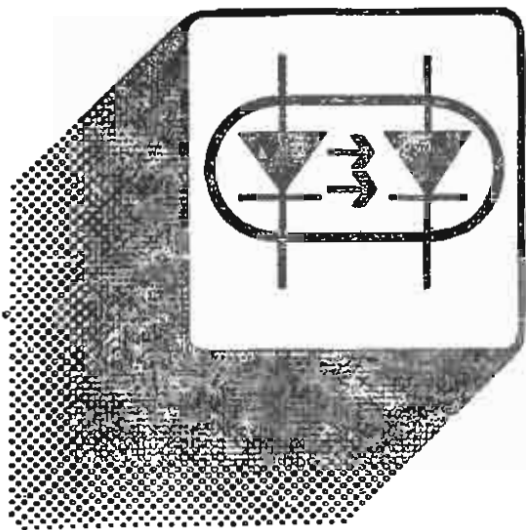


Рис. 15.6



Раздел 5

ЭЛЕКТРОНИКА

Глава 16

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

§ 16.1. Полупроводники и их свойства

Полупроводниковые приборы, обладающие рядом свойств, которые делают их применение предпочтительным перед вакуумными приборами, все более широко используются в электронной технике. В последние годы, характеризующиеся прогрессом в полупроводниковой электронике, разрабатываются приборы на новых физических принципах.

К полупроводникам относят многие химические элементы, такие, как кремний, германий, индий, фосфор и др., большинство оксидов, сульфидов, селенидов и теллуридов, некоторые сплавы, ряд минералов. По словам академика А. Ф. Иоффе, «полупроводники — это почти весь окружающий нас неорганический мир».

Полупроводники бывают кристаллические, аморфные и жидкие. В полупроводниковой технике обычно используют только кристаллические полупроводники (монокристаллы с примесями не более одного атома примеси на 10^{10} атомов основного вещества). Обычно к полупроводникам относят вещества, по удельной электрической проводимости занимающие промежуточное положение между металлами и диэлектриками (отсюда происхождение их названия). При комнатной температуре удельная электрическая проводимость их составляет от 10^{-8} до 10^5 См/м (для металлов — 10^6 – 10^8 См/м, для диэлектриков — 10^{-8} – 10^{-13} См/м). Основная особенность полупроводников — возрастание удельной электрической проводимости при повышении температуры (для металлов она падает). Электропроводность полупроводников значительно зависит от внешних воздействий: нагревания, облучения, электрического и магнитного полей, давления, ускорения, а также от содержания даже незначительного количества примесей. Свойства полупроводников хорошо поясняются с помощью *зонной теории твердого тела*.

Атомы всех веществ состоят из ядра и электронов, движущихся по замкнутой орбите вокруг ядра. Электроны в атоме группируются

В оболочке. У основных полупроводников, используемых для создания полупроводниковых приборов — кремния и германия, кристаллическая решетка тетраэдрическая (имеет форму правильной треугольной пирамиды) (рис. 16.1). Проекция структуры Ge на плоскость показана на рис. 16.2. Каждый валентный электрон, т. е. электрон, находящийся на внешней, незаполненной, оболочке атома, в кристалле принадлежит не только своему, но и ядру соседнего атома. Все атомы в кристаллической решетке расположены на одинаковом расстоянии друг от друга и связаны ковалентными связями (ковалентной называется связь между парой валентных электронов двух атомов, на рис. 16.2 она показана двумя линиями). Эти связи являются прочными; чтобы их разорвать, нужно извне приложить энергию.

Энергия электрона W дискретна, или квантована, поэтому электрон может двигаться только по той орбите, которая соответствует его энергии. Возможные значения энергии электрона можно представить на диаграмме энергетическими уровнями (рис. 16.3). Чем более удалена орбита от ядра, тем больше энергия электрона и тем более высок его энергетический уровень. Энергетические уровни разделены зонами II , соответствующими запрещенной энергии для электронов (запрещенные зоны). Так как в твердом теле соседние атомы находятся очень близко друг от друга, это вызывает смещение и расщепление энергетических уровней, в результате чего образуются энергетические зоны, называемые разрешенными (I, III, IV на рис. 16.3). Ширина разрешенных зон обычно равна нескольким электрон-вольт. В энергетической зоне число разрешенных уровней равно числу атомов в кристалле. Каждая разрешенная зона занимает определенную область энергии и характеризуется минимальным и максимальным уровнями энергии, которые называются соответственно *дном* и *потолком* зоны.

Разрешенные зоны, в которых электроны отсутствуют, называются *свободными* (I). Свободная зона, в которой при температуре 0 К электронов нет, а при более высокой температуре они могут в ней находиться, называется *зоной проводимости*. Она находится выше *валентной зоны* (III) — верхней из заполненных зон, в которых все энергетические уровни заняты электронами при температуре 0 К .

В зонной теории подразделение твердых тел на металлы, полупроводники и диэлектрики основано на ширине запрещенной зоны между

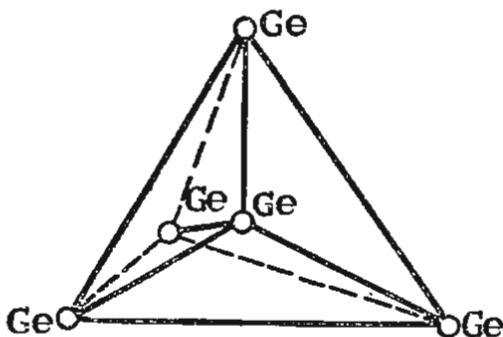


Рис. 16.1

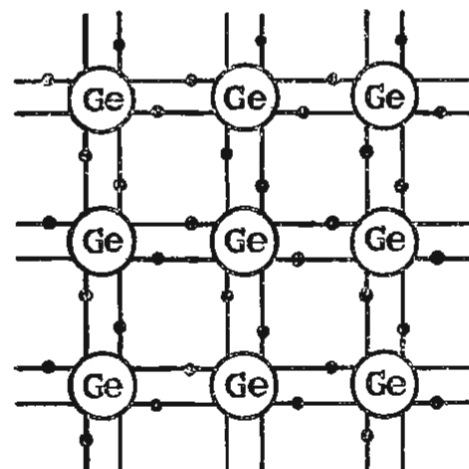


Рис. 16.2

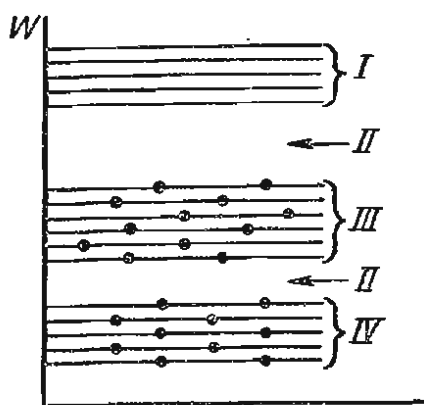


Рис. 16.3

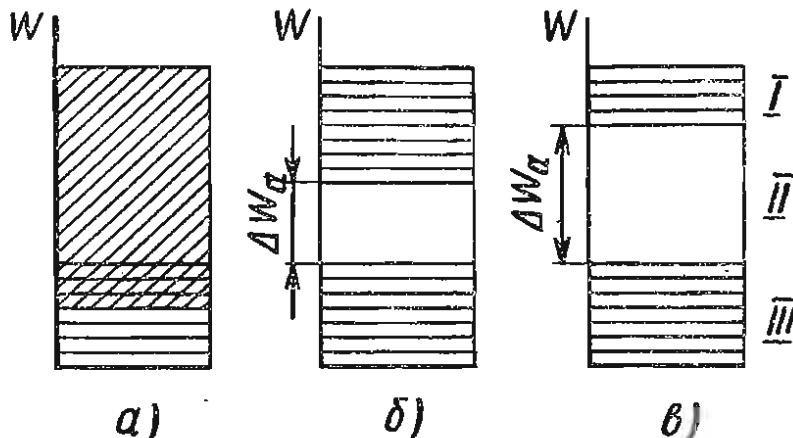


Рис. 16.4

валентной зоной и зоной проводимости и степени заполнения разрешенных энергетических зон (рис. 16.4). Ширина запрещенной зоны ΔW_a называется энергией активации собственной электропроводности. Для металла $\Delta W_a = 0$ (рис. 16.4, а); условно при $\Delta W_a \leq 2$ эВ кристалл является полупроводником (рис. 16.4, б), при $\Delta W_a \geq 2$ эВ — диэлектриком (рис. 16.4, в). Так как у полупроводников значение ΔW_a сравнительно невелико, то достаточно сообщить электро́ну энергию, сравнимую с энергией теплового движения, чтобы он перешел из валентной зоны в зону проводимости. Этим объясняется особенность полупроводников — увеличение электропроводности при повышении температуры.

Электропроводность полупроводников. Собственная электропроводность. Для того чтобы вещество обладало электропроводностью, оно должно содержать свободные носители заряда. Такими носителями заряда в металлах являются электроны. В полупроводниках — электроны и дырки.

Рассмотрим электропроводность собственных полупроводников (*i*-тип), т. е. таких веществ, в которых не содержатся примеси и нет структурных дефектов кристаллической решетки (пустых узлов, сдвигов решетки и др.) При температуре 0 К в таком полупроводнике свободных носителей заряда нет. Однако с повышением температуры (или при другом энергетическом воздействии, например освещении) часть ковалентных связей может быть разорвана и валентные электроны, став свободными, могут уйти от своего атома (рис. 16.5). Потеря электрона превращает атом в положительный ион. В связях на том месте, где раньше был электрон, появляется свободное («вакантное») место — дырка. Заряд дырки положительный и по абсолютному значению равен заряду электрона.

Свободное место — дырку — может заполнить валентный электрон соседнего атома, на месте которого в ковалентной связи образуется новая дырка, и т. д. Таким образом, одновременно с перемещением валентных электронов будут перемещаться и дырки. При этом следует иметь в виду, что в кристаллической решетке атомы «жестко» закреплены в узлах. Уход электрона из атома приводит к ионизации, а последующее перемещение дырки означает поочередную ионизацию «неподвижных» атомов. Если электрическое поле отсутствует, электроны проводимости совершают хаотическое тепловое движение. Если полу-

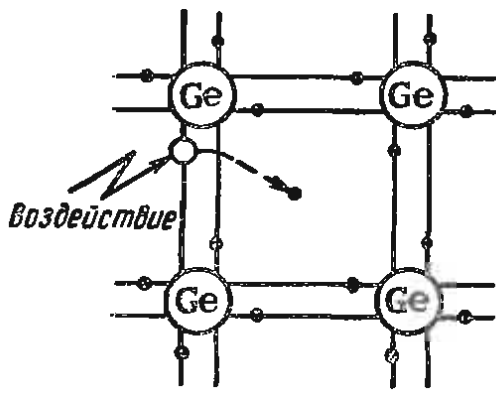


Рис. 16.5

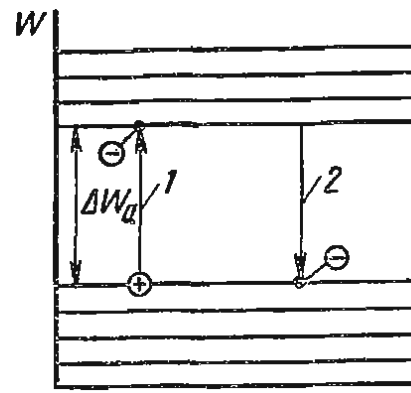


Рис. 16.6

проводник поместить во внешнее электрическое поле, то электроны и дырки, продолжая участвовать в хаотическом тепловом движении, начнут перемещаться (дрейфовать) под действием поля, что и создаст электрический ток. При этом электроны перемещаются против направления электрического поля, а дырки, как положительные заряды, — по направлению поля. Электропроводность собственного полупроводника, возникающая за счет нарушения ковалентных связей, называется *собственной электропроводностью*.

Электропроводность полупроводников может быть объяснена и с помощью зонной теории. В соответствии с ней все энергетические уровни валентной зоны при температуре 0 К заняты электронами. Если электронам сообщить извне энергию, превышающую энергию активации ΔW_a , то часть валентных электронов перейдет в зону проводимости, где они станут свободными, или электронами проводимости. Вследствие ухода электронов из валентной зоны в ней образуются дырки, число которых, естественно, равно числу ушедших электронов. Дырки могут быть заняты электронами, энергия которых соответствует энергии уровней валентной зоны. Следовательно, в валентной зоне перемещение электронов вызывает перемещение в противоположном направлении дырок. Хотя в валентной зоне перемещаются электроны, обычно удобнее рассматривать движение дырок.

Процесс образования пары «электрон проводимости — дырка проводимости» называется *генерацией пары носителей заряда* (1 на рис. 16.6). Можно сказать, что собственная электропроводность полупроводника — это электропроводность, вызванная генерацией пар «электрон проводимости — дырка проводимости». Образовавшиеся электронно-дырочные пары могут исчезнуть, если дырка заполняется электроном: электрон станет несвободным и потеряет возможность перемещения, а избыточный положительный заряд иона атома окажется нейтрализованным. При этом одновременно исчезают и дырка, и электрон. Процесс воссоединения электрона и дырки называется *рекомбинацией* (2 на рис. 16.6). Рекомбинацию в соответствии с зонной теорией можно рассматривать как переход электронов из зоны проводимости на свободные места в валентную зону. Отметим, что переход электронов с более высокого энергетического уровня на более низкий сопровождается высвобождением энергии, которая либо излучается в виде квантов света (фотоны), либо передается кристаллической решетке в виде тепловых колебаний (фононы).

Среднее время существования пары носителей заряда называется *временем жизни носителей заряда*. Среднее расстояние, которое проходит носитель заряда за время жизни, называется *диффузионной длиной носителя заряда* (L_p — для дырок, L_n — для электронов).

При постоянной температуре (и в отсутствие других внешних воздействий) кристалл находится в состоянии равновесия: число генерированных пар носителей заряда равно числу рекомбинированных пар. Число носителей заряда в единице объема, т. е. их концентрация, определяет значение *удельной электрической проводимости*. Для собственного полупроводника концентрация электронов n_i равна концентрации дырок p_i ($n_i = p_i$).

Примесная электропроводность. Если в полупроводник внести примесь, он будет обладать помимо собственной электропроводности еще и *примесной*. Примесная электропроводность может быть *электронной* или *дырочной*. В качестве примера рассмотрим случай, когда в чистый германий (четыревалентный элемент) вводится примесь пятивалентного элемента, например мышьяка (рис. 16.7, а). Атом мышьяка связывается в кристаллической решетке германия ковалентными связями. Но в связи могут участвовать только четыре валентных электрона мышьяка, а пятый электрон оказывается «лишним», менее сильно связанным с атомом мышьяка. Для того чтобы этот электрон оторвать от атома, нужно значительно меньше энергии, поэтому уже при комнатной температуре он может стать электроном проводимости, не оставляя при этом в ковалентной связи дырки. Таким образом, в узле кристаллической решетки появляется положительно заряженный ион примеси, а в кристалле — свободный электрон. Примеси, атомы которых отдают свободные электроны, называются *донорными (донорами)*.

На рис. 16.7, б показана диаграмма энергетических зон полупроводника с донорной примесью. В запрещенной зоне вблизи дна зоны проводимости создается разрешенный энергетический уровень (*примесный, донорный*), на котором при температуре, близкой к 0 К, располагаются «лишние» электроны. Для перевода электрона с примесного уровня в зону проводимости требуется меньше энергии, чем для перевода электрона из валентной зоны. Расстояние от донорного уровня до дна зоны проводимости называется *энергией ионизации (активации) доноров* ΔW_{nd} .

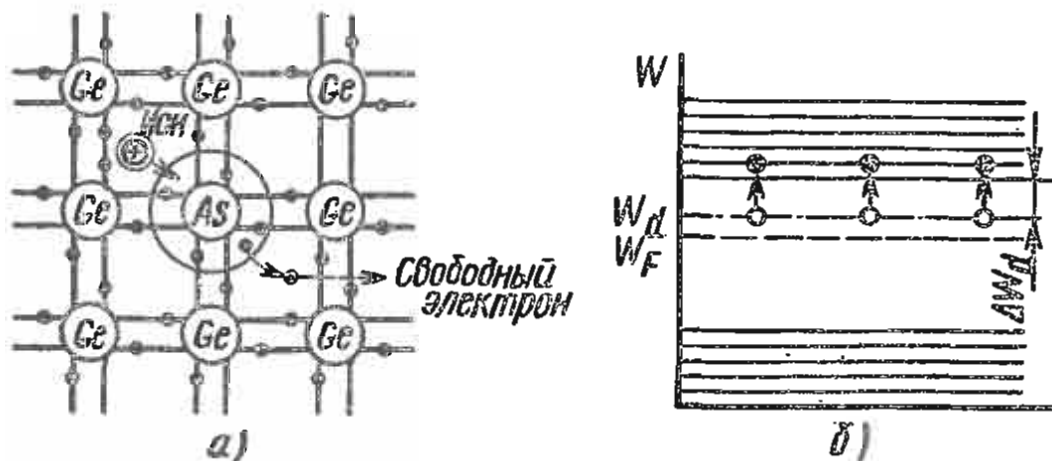


Рис. 16.7

Внесение в полупроводник донорной примеси существенно увеличивает концентрацию свободных электронов, а концентрация дырок остается такой же, какой она была в собственном полупроводнике. В таком примесном полупроводнике электропроводность обусловлена в основном электронами, ее называют *электронной*, а полупроводники — полупроводниками *n*-типа. Электроны в полупроводниках *n*-типа являются *основными носителями заряда* (их концентрация высока), а дырки — *неосновными*.

Если в германий ввести примесь трехвалентного элемента (например, индия), то для образования восьмизлектронной ковалентной связи с германием индию не хватит одного электрона. Одна связь останется незаполненной. При незначительном повышении температуры в незаполненную валентную связь может перейти электрон соседнего атома германия, оставив на своем месте дырку (рис. 16.8, *a*), которая может быть также заполнена электроном и т. д. Таким образом, дырка как бы перемещается в полупроводнике. Примесный атом превращается в отрицательный ион. Примеси, атомы которых способны при возбуждении принять валентные электроны соседних атомов, создав в них дырку, называют *акцепторными* или *акцепторами*.

На рис. 16.8, *b* показана диаграмма энергетических зон полупроводника с акцепторной примесью. В запрещенной зоне вблизи потолка валентной зоны создается примесный энергетический уровень (акцепторный). При температурах, близких к 0 К, этот уровень свободен, при повышении температуры он может быть занят электроном валентной зоны, в которой после ухода электрона образуется дырка. Расстояние от потолка валентной зоны до акцепторного уровня называется энергией *ионизации (активации) акцепторов* ΔW_{ia} . Внесение в полупроводник акцепторной примеси существенно увеличивает концентрацию дырок, а концентрация электронов остается такой же, какой она была в собственном полупроводнике. В этом примесном полупроводнике электропроводность обусловлена в основном дырками, ее называют *дырочной*, а полупроводники — полупроводниками *p*-типа. Дырки для полупроводника *p*-типа — *основные носители заряда*, а электроны — *неосновные*.

В примесных полупроводниках наряду с примесной электропроводностью существует и собственная, обусловленная наличием неосновных носителей. Концентрация неосновных носителей в примесном полу-

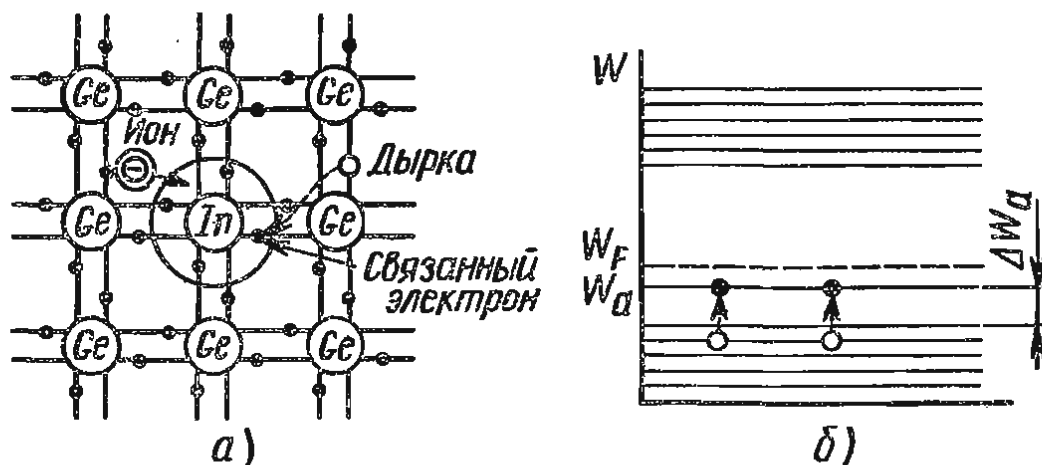


Рис. 16.8

проводнике уменьшается во столько раз, во сколько увеличивается концентрация основных носителей, поэтому для полупроводников n -типа справедливо соотношение $n_n p_n = n_i p_i = n_i^2 = p_i^2$, а для полупроводников p -типа — соотношение $p_p n_p = n_i^2 = p_i^2$, где n_n и p_n — концентрация основных, а p_p и n_p — концентрация неосновных носителей заряда соответственно в полупроводнике n и p -типа.

Удельная электрическая проводимость примесного полупроводника определяется концентрацией основных носителей и тем выше, чем больше их концентрация. На практике часто встречается случай, когда полупроводник содержит и донорные, и акцепторные примеси. Тогда тип электропроводности будет определяться примесью, концентрация которой выше. Полупроводник, у которого концентрации доноров N_d и акцепторов N_a равны ($N_d = N_a$), называют *скомпенсированным*.

Закон распределения носителей заряда в зонах полупроводника. Уровень Ферми. В собственном полупроводнике при температуре 0 К все электроны находятся в валентной зоне. При повышении температуры часть электронов из валентной зоны переходит в зону проводимости. Определить вероятность нахождения электрона (или дырки) на том или ином энергетическом уровне при заданной температуре можно с помощью распределения Ферми — Дирака:

$$F_n(W) = \frac{1}{e^{-(W - W_F)/(kT)} + 1}, \quad (16.1)$$

где W — энергия данного уровня, (Дж); k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; W_F — энергия, соответствующая энергетическому уровню, вероятность заполнения которого при $T \neq 0$ К равна $1/2$, и называемая *уровнем Ферми*. При температуре 0 К (рис. 16.9) $F_n(W)$ изменяется скачкообразно. Для всех энергетических уровней, лежащих ниже уровня Ферми ($W < W_F$), функция $F_n(W) = 1$, т. е. вероятность заполнения электронами валентной зоны (II), равна 1 (или 100%); для всех уровней, лежащих выше уровня Ферми ($W > W_F$), функция $F_n(W) = 0$, т. е. вероятность заполнения электронами зоны проводимости (I) равна нулю (электроны в зоне проводимости отсутствуют). Так как на энергетических уровнях в запрещенной зоне электроны располагаться не могут, распределение Ферми — Дирака там несправедливо. При $T \neq 0$ К кривая вероятности имеет плавный вид (рис. 16.9), она симметрична относительно уровня Ферми. Уровень Ферми в собственном полупроводнике при $T = 0$ К проходит почти посередине запрещенной зоны.

Распределение Ферми — Дирака справедливо и для примесных полупроводников. Уровень Ферми в полупроводниках n -типа от середины смещается в сторону дна зоны проводимости и находится тем ближе к дну зоны проводимости, чем выше концентрация донорной примеси

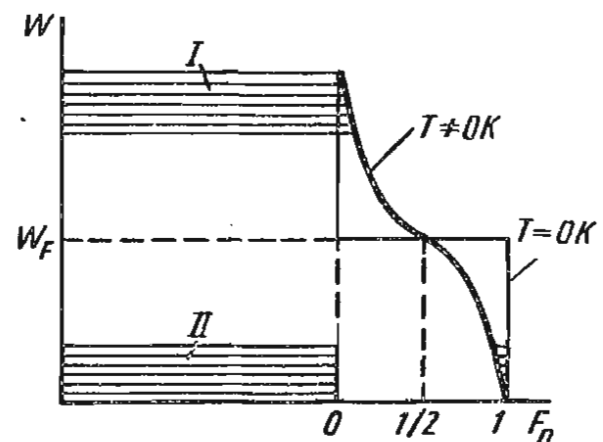


Рис. 16.9

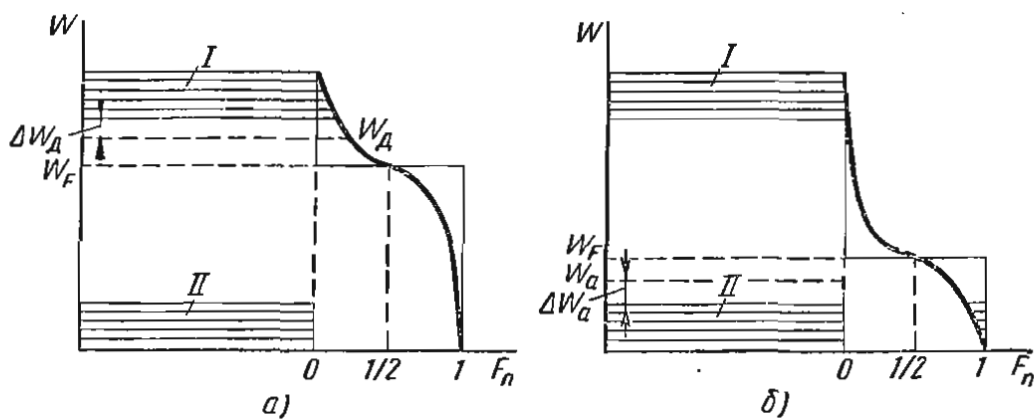


Рис. 16.10

(рис. 16.10, а). В полупроводнике *p*-типа уровень Ферми смещается от середины запрещенной зоны в сторону валентной зоны и находится тем ближе к валентной зоне, чем выше концентрация акцепторной примеси (рис. 16.10, б). На положение уровня Ферми влияет также температура полупроводника: в полупроводнике *n*-типа чем ниже температура, тем выше лежит уровень Ферми. В полупроводнике *p*-типа чем ниже температура, тем ниже лежит уровень Ферми (ближе к потолку валентной зоны).

§ 16.2. Электронно-дырочный переход

Область внутри монокристалла полупроводника на границе раздела его двух сред с разным типом примесной электропроводности (*p*- и *n*-типа) называют *электронно-дырочным переходом* или *p-n-переходом*. Такие переходы изготавливают сложными технологическими приемами путем внесения примеси определенного типа (например, *n*-типа) в полупроводник с незначительным количеством примеси противоположного типа (*p*-типа). Свойства *p-n*-перехода положены в основу принципа действия подавляющего числа полупроводниковых приборов и интегральных микросхем (ИМС).

Рассмотрим картину образования *p-n*-перехода. При этом для простоты будем считать, что *p-n*-переход образован в результате соприкосновения двух полупроводников *p*- и *n*-типов и концентрации электронов в области *n*-типа и дырок в области *p*-типа равны. При комнатной температуре практически все атомы примесей полупроводника ионизированы: в полупроводнике *p*-типа концентрация отрицательных ионов акцепторов N_a равна концентрации свободных дырок p_p , а в области *n*-типа концентрация положительных ионов доноров N_d равна концентрации свободных электронов n_n . Кроме того, в каждой области имеется небольшое количество неосновных носителей. При создании *p-n*-перехода (упрощенно — при соприкосновении областей *p*- и *n*-типов) равенство между количеством ионов и свободных носителей заряда нарушается. Так как между областями *p*- и *n*-типов существует значительная разница в концентрации дырок и электронов, происходит диффузия дырок в область *n*-типа и электронов — в область *p*-типа.

Как только дырка покинет область *p*-типа, в этой области вблизи границы раздела образуется нескомпенсированный отрицательный заряд

иона акцепторной примеси, а с уходом электрона из области n -типа в ней образуется нескомпенсированный положительный заряд иона донорной примеси (рис. 16.11, одинарный кружок — свободные заряды; двойной — ионы). Нескомпенсированные заряды образуются также и вследствие того, что часть электронов и дырок, попавших в смежную область, рекомбинирует, нарушая тем самым равновесие концентрации между свободными носителями заряда и неподвижными ионами примеси. В результате вблизи границы раздела областей создается двойной объемный слой пространственных зарядов, который называют p - n -переходом. Этот слой обеднен основными (подвижными) носителями заряда в обеих частях, поэтому его удельное сопротивление велико по сравнению с областями p - и n -типов. Часто этот слой называют *запирающим*. Однако надо отметить, что концентрация подвижных носителей в p - n -переходе изменяется плавно и существенно обеднен подвижными носителями заряда только средний слой перехода, где их концентрация примерно на несколько порядков меньше. Поэтому обедненный, или запирающий, слой несколько уже p - n -перехода.

Мы исходили из того, что области p - и n -типов имеют одинаковую концентрацию примесей. В этом случае размеры l_p и l_n переходов равны. Объемные заряды по обе стороны границы раздела полупроводников имеют разные знаки и создают электрическое поле p - n -перехода. Это поле напряженностью E направлено в сторону от положительно заряженного слоя к отрицательно заряженному, т. е. от области n -типа к области p -типа. Оно является тормозящим для основных носителей и препятствует дальнейшему диффузионному перемещению основных носителей через p - n -переход, стремясь возвратить дырки в область p , а электроны — в область n . На рис. 16.12 показано изменение напряженности поля E и его потенциала вдоль оси x , перпендикулярной плоскости перехода, причем за нулевой потенциал принят потенциал на границе раздела областей. Из рисунка видно,

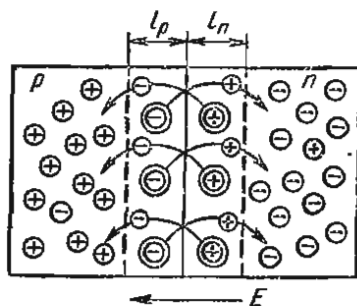


Рис. 16.11

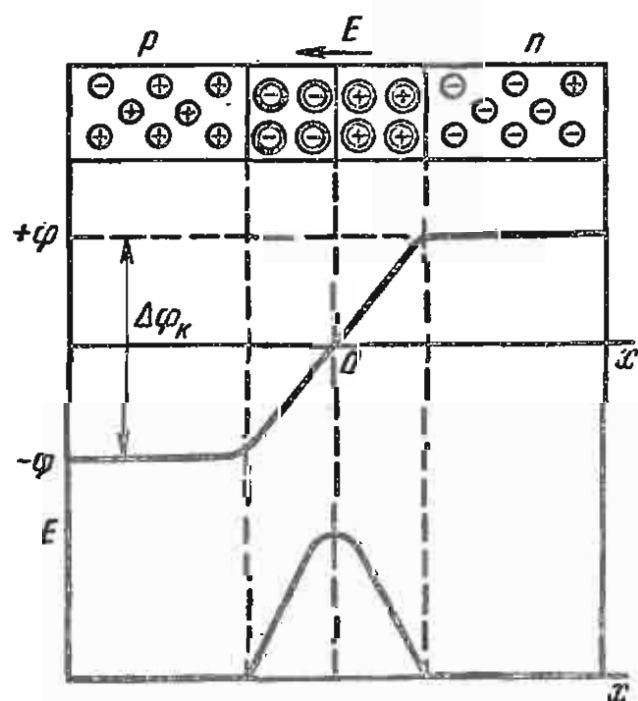


Рис. 16.12

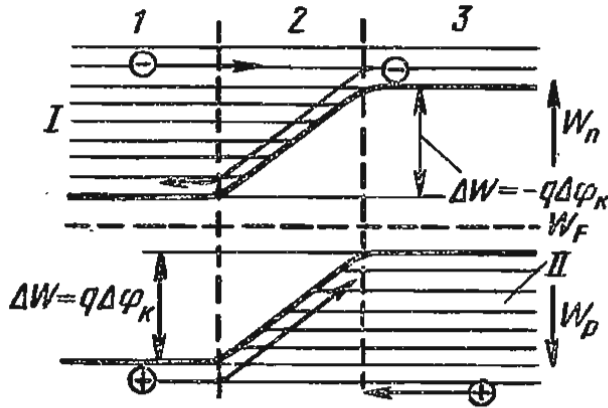


Рис. 16.13

общим для обеих областей (при условии термодинамического равновесия и в отсутствие внешнего электрического поля). На границе раздела уровень Ферми проходит через середину запрещенной зоны (сечение на границе обладает собственной электропроводностью). Поскольку в области *n*-типа уровень Ферми находится недалеко от дна зоны проводимости (*I*), а в области *p*-типа — недалеко от потолка валентной зоны (*II*), энергетические зоны смещаются относительно друг друга и в области *p-n*-перехода (область 2) образуется потенциальный барьер, высота которого

$$\Delta\varphi_K = \Delta W/q, \quad (16.2)$$

где ΔW — минимальная энергия, которую нужно дополнительно сообщить электрону (или дырке) для того, чтобы он (она) мог перейти в смежную область; q — заряд электрона.

На высоту потенциального барьера влияет концентрация примесей. Если увеличить концентрацию, уровень Ферми в области *n*-типа приблизится к дну зоны проводимости, в области *p*-типа — к потолку валентной зоны. В этом случае энергия ΔW , а следовательно, и потенциальный барьер $\Delta\varphi_K$ увеличатся (в предельном случае ΔW будет приблизительно равна ширине запрещенной зоны).

Если концентрацию примесей уменьшить, уровень Ферми сместится к середине запрещенной зоны, энергия ΔW , а следовательно, и высота потенциального барьера уменьшатся. Потенциальный барьер *p-n*-переходов, образованных в германии, равен 0,3–0,4 В, в кремнии — 0,7–0,8 В.

Токи в *p-n*-переходе. Итак, перемещение основных носителей заряда через *p-n*-переход в смежные области происходит за счет диффузии против поля *p-n*-перехода. Этот поток носителей является *диффузионным током*:

$$I_{\text{диф}} = I_{p_p} + I_{n_n}, \quad (16.3)$$

где I_{p_p} и I_{n_n} — токи, образованные соответственно дырками области *p* и электронами области *n*. Одновременно с перемещением основных носителей заряда через *p-n*-переход начинается перемещение неосновных носителей (дырок p_n области *n* и электронов n_p области *p*) в направлении поля *p-n*-перехода, которое для них является ускоряющим. Поток неосновных носителей является *дрейфовым током* (током

что в *p-n*-переходе возникает потенциальный барьер, равный контактной разности потенциалов $\Delta\varphi_K$, которую называют *высотой потенциального барьера*.

Рассмотрим образование потенциального барьера с точки зрения зонной теории твердого тела (рис. 16.13). При контакте полупроводников *p* (область 3)- и *n* (область 1)-типов образуется единая система, уровень Ферми в которой является

проводимости):

$$I_{др} = I_{p_n} + I_{n_p}, \quad (16.4)$$

где I_{p_n} и I_{n_p} — токи, образованные соответственно дырками n -области и электронами p -области. В отсутствие внешнего поля устанавливается динамическое равновесие между потоками основных и неосновных носителей заряда и токи, диффузионный и дрейфовый, оказываются равными по абсолютному значению:

$$I_{диф} = I_{др}, \text{ или } I_{0д} = I_0, \quad (16.5)$$

где для условия равновесия обозначено $I_{диф} = I_{0д}$ и $I_{др} = I_0$. Тогда с учетом (16.3) и (16.4) можно записать

$$I_{pp} + I_{nn} = I_{p_n} + I_{n_p}. \quad (16.6)$$

Но так как диффузионный и дрейфовый токи направлены в противоположные стороны, то результирующий ток через p - n -переход будет равен нулю.

Прямое включение p - n -перехода. Если источник напряжения подключить знаком плюс к области p -типа, а знаком минус к области n -типа, то получим включение, которое называют *прямым* (рис. 16.14). Противоположное включение называют *обратным*. Электрическое поле источника напряжения напряженностью E_n направлено навстречу контактному полю напряженностью E , поэтому напряженность результирующего электрического поля $E_1 = E - E_n$. Уменьшение напряженности электрического поля в p - n -переходе вызовет снижение высоты потенциального барьера на значение прямого напряжения U источника:

$$\Delta\phi_{к1} = \Delta\phi_{к} - U. \quad (16.7)$$

Уменьшение высоты потенциального барьера приводит к тому, что увеличивается число основных носителей заряда через p - n -переход, т. е. усиливается диффузионный ток. Изменение диффузионного тока с изменением напряжения происходит по экспоненциальному закону:

$$I_{диф} = I_{0д} e^{qU/(kT)}. \quad (16.8)$$

Так как $I_{0д} = I_0$ согласно (16.5), то удобнее записать

$$I_{диф} = I_0 e^{qU/(kT)}. \quad (16.9)$$

Здесь и в дальнейшем прямое напряжение $U_{пр}$ будем записывать со знаком плюс, обратное напряжение $U_{об}$ — со знаком минус.

На дрейфовый ток изменение высоты потенциального барьера не влияет, так как этот ток определяется только количеством неосновных носителей заряда, переносимых через p - n -переход в единицу времени в результате их хаотического теплового движения. Диффузионный и дрейфовый токи направлены в противоположные стороны, поэтому результирующий (прямой) ток через p - n -переход с учетом (16.9)

$$I_{пр} = I_{диф} - I_0 = I_0 (e^{qU/(kT)} - 1). \quad (16.10)$$

Прямой ток, как видно из (16.10), зависит от приложенного напряжения. Даже небольшое напряжение, приложенное к p - n -переходу,

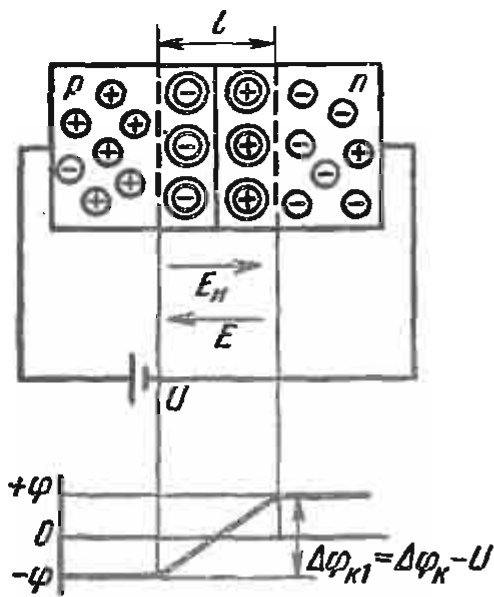


Рис. 16.14

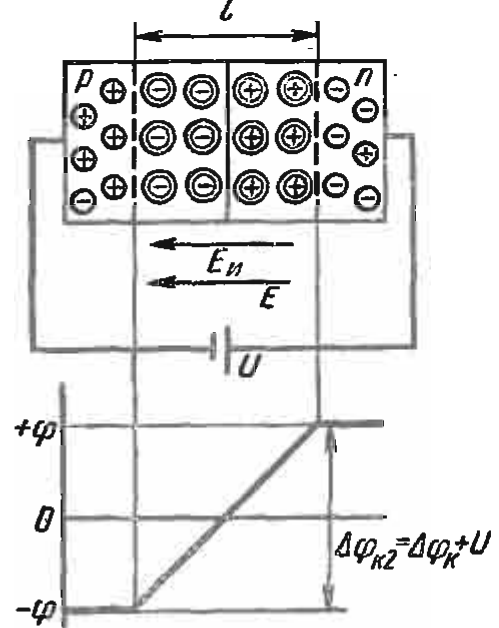


Рис. 16.15

вызывает большой ток, так как потенциальный барьер невелик (0,35 В в германиевом и 0,6 В в кремниевом *p-n*-переходах). В результате действия внешнего поля в прямом направлении в области *p-n*-перехода происходит перераспределение концентрации носителей заряда. Дырки *p*-области и электроны *n*-области диффундируют в глубь *p-n*-перехода и рекомбинируют там. Ширина перехода при этом уменьшается, вследствие чего снижается сопротивление запирающего слоя.

При обратном включении *p-n*-перехода (рис. 16.15) электрическое поле источника напряжения напряженностью E_n направлено в ту же сторону, что и контактное поле перехода напряженностью E , поэтому напряженность результирующего поля в переходе $E_2 = E + E_n$. Увеличение напряженности электрического поля в *p-n*-переходе повышает потенциальный барьер на значение обратного напряжения источника:

$$\Delta\varphi_{к2} = \Delta\varphi_к + U. \quad (16.11)$$

Это, в свою очередь, приводит к уменьшению числа основных носителей заряда, способных преодолеть потенциальный барьер, т. е. к снижению диффузионного тока. Изменение диффузионного тока происходит по экспоненциальному закону

$$I_{\text{диф}} = I_{0\text{д}} e^{-qU/(kT)} = I_0 e^{-qU/(kT)}. \quad (16.12)$$

Поскольку дрейфовый ток не зависит от высоты потенциального барьера, он равен току I_0 , а результирующий ток через *p-n*-переход

$$I_{\text{обр}} = I_0 e^{-qU/(kT)} - I_0 = I_0 (e^{-qU/(kT)} - 1). \quad (16.13)$$

Ток при обратном включении *p-n*-перехода называют обратным током. При некотором значении обратного напряжения диффузионный ток станет равным нулю. Для неосновных носителей заряда поле *p-n*-перехода является ускоряющим, поэтому дырки области *n* из прилегающих к *p-n*-переходу слоев дрейфуют в область *p*-типа, а электроны области *p* — в область *n*-типа. Через *p-n*-переход протекает только дрейфовый ток. Он мал, поскольку мала концентрация неосновных

носителей заряда в обеих областях и высоко сопротивление p - n -перехода. Так как концентрация неосновных носителей заряда определяется тепловой генерацией, ток, образованный ими, называют *тепловым*. Его значение при данной температуре определяется скоростью тепловой генерации носителей заряда. Так как при обратном включении p - n -перехода увеличивается потенциальный барьер, то ширина p - n -перехода l также увеличивается. Это вызывает повышение сопротивления запирающего слоя. Прямое и обратное включение p - n -перехода иногда называют *прямым* и *обратным смещением*.

Вольт-амперная характеристика p - n -перехода. Зависимость тока через p - n -переход от приложенного к нему напряжения $I = f(U)$ называют *вольт-амперной характеристикой p - n -перехода*. На основании (16.10) и (16.13) она описывается уравнением

$$I = I_0(e^{\pm qU/(kT)} - 1). \quad (16.14)$$

Если p - n -переход включен в прямом направлении, напряжение U берут со знаком плюс, если в обратном — со знаком минус. При комнатной температуре $kT \approx 0,025$ эВ, поэтому, согласно уравнению (16.14), можно сделать следующие выводы. Если прямое напряжение $U \geq 0,1$ В, можно считать, что $I_{пр} = I_0 e^{qU/(kT)}$, т. е. прямой ток растет с повышением напряжения экспоненциально. Если обратное напряжение $U = -0,1$ В (или по абсолютному значению больше), то в (16.14) можно пренебречь членом $e^{-qU/(kT)}$ и считать, что $I_{обр} = -I_0$. Таким образом, обратный ток равен тепловому току, который от напряжения не зависит, поэтому рост тока при значительном повышении напряжения (до определенного предела) почти прекращается, наступает как бы его насыщение. Поэтому тепловой ток I_0 называют также *током насыщения*.

Вольт-амперная характеристика p - n -перехода показана на рис. 16.16,а. Обратный ток обычно на несколько порядков меньше прямого. Поэтому p - n -переход обладает свойством односторонней проводимости (рис. 16.16,б). При повышении температуры прямой ток через p - n -переход увеличивается. Но так как он зависит от концентрации основных носителей заряда, которая растет незначительно, это увеличение незначительно (рис. 16.16,б).

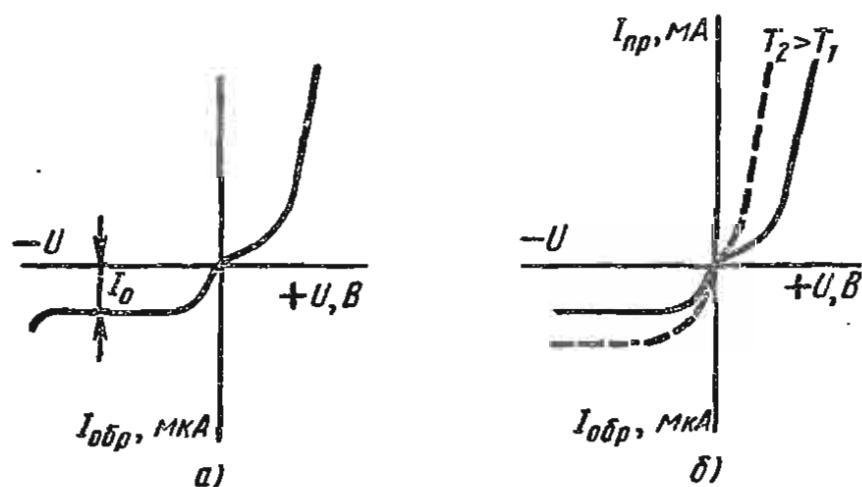


Рис. 16.16

На обратный ток повышение температуры влияет существенно, поскольку он зависит от концентрации неосновных носителей заряда, которая при повышении температуры экспоненциально возрастает.

Дадим определение некоторым понятиям, используемым при описании полупроводниковых приборов. При прямом смещении потенциальный барьер понижается и через него перемещаются основные носители заряда в смежную область, где они являются неосновными. Это явление называется *инжекцией* (впрыскиванием). Область, из которой инжектируются носители заряда, называется *эмиттером*, а область, в которую они инжектируются и где они являются неосновными, — *базой*.

В полупроводниковых приборах концентрации примесей в разных областях кристалла разные, а следовательно, отличаются и концентрации основных носителей заряда. Различают низкоомную и высокоомную области. В этом случае преобладает инжекция из низкоомной области, и эту область называют эмиттером, а высокоомную — базой.

Под действием поля *p-n*-перехода неосновные для данной области носители заряда перемещаются через *p-n*-переход в соседнюю область. Процесс выведения неосновных носителей заряда через переход под воздействием поля этого перехода при подключении *p-n*-перехода к источнику внешнего напряжения называется *экстракцией* (извлечением).

Емкости *p-n*-перехода. По обе стороны от металлургической границы *p-n*-перехода находятся ионизированные атомы донорной и акцепторной примесей, образующие отрицательные и положительные пространственные заряды. При изменении напряжения, приложенного к переходу, изменяется его ширина, а следовательно, и пространственный заряд. Поэтому плоскостной *p-n*-переход можно рассматривать как две пластины конденсатора с равными по значению, но противоположными по знаку зарядами ($Q_p = -Q_n$), т. е. *p-n*-переход обладает емкостью. Емкость, обусловленная перераспределением зарядов в переходе, называется *барьерной*. Заряд Q зависит от напряжения, но не пропорционален ему, и емкость определяется как отношение приращения пространственных зарядов в *p-n*-переходе к вызвавшему это приращение изменению напряжения:

$$C_b = dQ/dU. \quad (16.15)$$

Заряд (положительный или отрицательный) можно найти из выражения

$$Q = qNSl, \quad (16.16)$$

где N — концентрация донорной или акцепторной примеси; S и l — соответственно площадь и ширина *p-n*-перехода, причем для несимметричного *p-n*-перехода при его прямом и обратном включении

$$l = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0}{qN}(\Delta\phi_k - U)} = l_0 \sqrt{\frac{\Delta\phi_k - U}{\Delta\phi_k}}. \quad (16.17)$$

Здесь ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость среды; ϵ_0 — электрическая постоянная; $N = N_d$, если $N_d \gg N_a$; $N = N_a$, если $N_a \gg N_d$; U — напряжение, приложенное к переходу (при прямом включении

$U > 0$, при обратном — $U < 0$); $l_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{qN} \Delta\varphi_k}$ — ширина p - n -перехода в равновесном состоянии.

Подставив в (16.16) соотношение (16.17) и продифференцировав его по напряжению, получим

$$C_6 = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{l} \sqrt{\frac{\Delta\varphi_k}{\Delta\varphi_k + |U|}}. \quad (16.18)$$

Первый сомножитель в (16.18) определяет емкость обычного плоского конденсатора, второй — характеризует зависимость барьерной емкости от приложенного напряжения.

При подключении к p - n -переходу прямого напряжения из каждой области полупроводника в смежную инжектируются не основные для нее носители заряда (вследствие диффузии при понизившемся потенциальном барьере). В тонких слоях около границы p - n -перехода возникает избыточная концентрация неосновных носителей. Для нейтрализации этого избыточного заряда из прилегающих слоев отсасываются основные носители, число которых пополняется за счет источника. Таким образом, в каждой области у границы p - n -перехода возникают равные по значению, но противоположные по знаку заряды $Q_{\text{диф}}$. Существенно наличие зарядов в базе вследствие большей концентрации носителей в эмиттере, чем в базе. При изменении напряжения изменяется число инжектированных носителей, а следовательно, и заряд. Изменение заряда на границе перехода подобно изменению зарядов на обкладках конденсатора при изменении приложенного к нему напряжения. Емкость, связанную с изменением инжектированных носителей при изменении напряжения, называют *диффузионной* и определяют как отношение приращения инжектированного заряда в базе к вызвавшему его приращению напряжения:

$$C_{\text{диф}} = dQ_{\text{инж}}/dU. \quad (16.19)$$

Диффузионная емкость увеличивается с увеличением прямого тока. Кроме того, она тем больше, чем больше время жизни неосновных инжектированных носителей заряда, так как при этом меньше рекомбинация и больше носителей накапливается у границы p - n -перехода.

При подключении к p - n -переходу обратного напряжения перераспределение зарядов вследствие экстракции незначительно, поэтому диффузионная емкость мала. При прямом напряжении диффузионная емкость значительно больше барьерной, а при обратном напряжении — наоборот. Поэтому при прямом напряжении учитывают $C_{\text{диф}}$, а при обратном — C_6 .

Пробой p - n -перехода. Резкое возрастание обратного тока, наступающее даже при незначительном увеличении обратного напряжения сверх определенного значения, называют пробоем перехода. Природа пробоя может быть различной: он может быть *электрическим*, при котором p - n -переход не разрушается и сохраняет работоспособность, и *тепловым*, при котором разрушается кристаллическая структура полупроводника. Электрический пробой связан со значительным увеличением напряжен-

ности электрического поля в p - n -переходе (более 10^5 В/см). Наблюдаются два типа электрического пробоя. В полупроводниках с узким p - n -переходом (что обеспечивается высокой концентрацией примесей) возникает *туннельный пробой*, связанный с туннельным эффектом, когда под воздействием очень сильного поля носители заряда могут переходить из одной области в другую без затраты энергии («туннелировать» через p - n -переход). Туннельный пробой наблюдается при обратном напряжении порядка нескольких вольт (до 10 В).

В полупроводниках с широким p - n -переходом может произойти *лавинный пробой*. Его механизм состоит в том, что в сильном электрическом поле может возникнуть ударная ионизация атомов p - n -перехода; носители заряда на длине свободного пробега приобретают кинетическую энергию, достаточную для того, чтобы при столкновении с атомом кристаллической решетки полупроводника выбить из ковалентных связей электроны. Образовавшаяся при этом пара свободных носителей заряда «электрон — дырка» тоже примет участие в ударной ионизации. Процесс нарастает лавинообразно и приводит к значительному возрастанию обратного тока. Пробивное напряжение лавинного пробоя составляет десятки и сотни вольт.

Тепловой пробой возникает тогда, когда мощность, выделяемая в p - n -переходе при прохождении через него обратного тока, превышает мощность, которую способен рассеять p - n -переход. Происходит значительный перегрев перехода, и обратный ток, который является тепловым, резко возрастает, а перегрев увеличивается. Это приводит к лавинообразному увеличению тока, в результате чего и возникает тепловой пробой p - n -перехода.

§ 16.3. Структура диодов.

Точечные и плоскостные диоды

Полупроводниковый диод — это полупроводниковый прибор с одним электрическим переходом и двумя омическими контактами (омическим называют контакт металла с полупроводником, не обладающий выпрямляющим свойством), к которым присоединяются два вывода.

Электрический переход чаще всего образуется между двумя полупроводниками с разным типом примесной электропроводности (p - или n -типа), одна из областей (низкоомная) является *эмиттером*, другая (высокоомная) — *базой*. Структура диода и условное обозначение в схемах выпрямительного диода показаны на рис. 16.17.

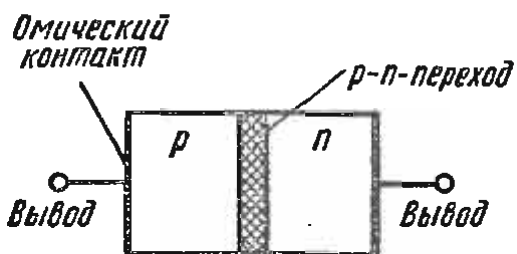


Рис. 16.17

Иногда электрический переход образуется между полупроводником p - или n -типа и металлом, такой переход называют *контактом металл — полупроводник*.

Классифицируют диоды по различным признакам: по основному полупроводниковому материалу — кремниевые, германиевые, из арсенида галлия; по физи-

ческой природе процессов, обуславливающих их работу, — туннельные, фотодиоды, светодиоды и др.; по назначению — выпрямительные, импульсные, стабилитроны, варикапы и др.; по технологии изготовления электрического перехода — сплавные, диффузионные и др.; по типу электрического перехода — точечные и плоскостные. Основными являются классификации по типу электрического перехода и назначению диода.

Точечные диоды. Такие диоды (рис. 16.18, а) имеют очень малую площадь электрического перехода. Линейные размеры, определяющие ее, меньше ширины *p-n*-перехода. Точечный электрический переход можно создать в месте контакта небольшой пластинки полупроводника 3 и острия металлической проволоочки-пружинки 4 даже при простом их соприкосновении. Более надежный точечный электрический переход образуется формовкой контакта, для чего через собранный диод пропускают короткие импульсы тока (порядка нескольких ампер). В результате формовки острие пружинки надежно приваривается к пластинке полупроводника. При этом из-за сильного местного нагрева материал острия пружинки расплавляется и диффундирует в пластинку полупроводника, образуя слой иного типа, чем полупроводник. Между этим слоем и пластинкой образуется *p-n*-переход полусферической формы. Площадь *p-n*-перехода составляет примерно $10^2 - 10^3$ мкм². Точечные диоды в основном изготавливают из германия *n*-типа, металлическую пружинку — из тонкой проволоочки (диаметром 0,05–0,1 мм), материал которой для германия *n*-типа должен быть акцептором (например, бериллий). Острие пружинки затачивается до площади в несколько квадратных микрометров. Иногда острие пружинки для получения высококачественного *p-n*-перехода покрывают индием (или другим акцептором).

Корпус точечных диодов герметичный. Он представляет собой керамический или стеклянный баллон 2, покрытый черной светонепроницаемой краской (во избежание проникновения света, так как кванты света могут вызвать генерацию носителей заряда вблизи *p-n*-перехода,

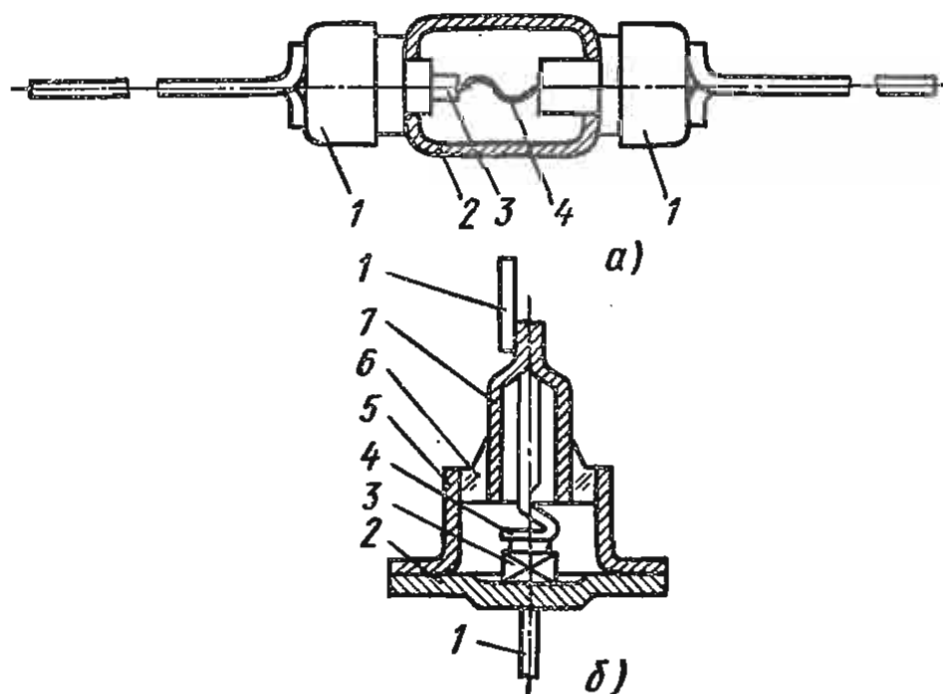


Рис. 16.18

а следовательно, увеличить обратный ток диода). На рис. 16.18, а 1 — выводы.

Благодаря малой площади *p-n*-перехода емкость точечных диодов очень незначительна и составляет десятые доли пикофарада. Поэтому точечные диоды используют на высоких (порядка сотен мегагерц) и сверхвысоких частотах. Их применяют в основном для выпрямления переменного тока высокой частоты (выпрямительные диоды высокочастотные) и в импульсных схемах (импульсные диоды).

Так как площадь *p-n*-перехода точечного диода мала, то прямой ток через переход должен быть небольшим (10—20 мА) из-за малой мощности (~ 10 мВт), рассеиваемой переходом. Поэтому точечные диоды можно использовать для выпрямления только малых переменных токов.

Плоскостные диоды. Плоскостные диоды имеют плоский электрический переход, линейные размеры которого, определяющие его площадь, значительно больше ширины *p-n*-перехода. Площадь может составлять сотые доли квадратных миллиметров (микроплоскостные диоды) до нескольких десятков квадратных сантиметров (силовые диоды). Переход выполняют в основном методами сплавления или диффузии. Одна из конструкций плоскостного диода показана на рис. 16.18, б. Пластинку кристалла полупроводника 3 припаивают к кристаллодержателю 2 так, чтобы образовался контакт. От этого контакта и электрода 4 сделаны выводы 1, причем верхний проходит через стеклянный проходной изолятор 6 в корпусе 5 и коваровую трубку 7. Стеклянный изолятор покрыт светонепроницаемым лаком. Корпус служит для защиты диода от внешних воздействий.

Плоскостные диоды используются для работы на частотах до 10 кГц. Ограничение по частоте связано с большой барьерной емкостью *p-n*-перехода (до десятков пикофарад).

Плоскостные диоды, как и точечные, могут быть выполнены с контактом металл — полупроводник. Емкость электрического перехода таких диодов небольшая, время перезарядки емкости, следовательно, мало, поэтому их используют для работы в импульсных режимах (сверхскоростные импульсные диоды). Плоскостные диоды бывают малой мощности (до 1 Вт), средней мощности (на токи до 1 А, напряжение до 600 В) и мощные (на токи до 2000 А).

Выпрямительные диоды. В выпрямительных диодах используется свойство односторонней проводимости *p-n*-перехода. Их применяют в качестве вентилях, которые пропускают переменный ток только в одном направлении. Вентильные свойства диода зависят от того, насколько мал обратный ток. Для уменьшения обратного тока необходимо снизить концентрацию неосновных носителей, что может быть обеспечено за счет высокой степени очистки исходного полупроводника. Обычно применяют полупроводники, в которых на $10^9 - 10^{10}$ атомов основного элемента приходится один атом примеси.

Вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода описывается уравнением (16.12). Характеристики реальных диодов несколько отличны от вольт-амперных характеристик *p-n*-перехода: их вид зависит от рода основного полупроводникового материала, площади *p-n*-перехода, тем-

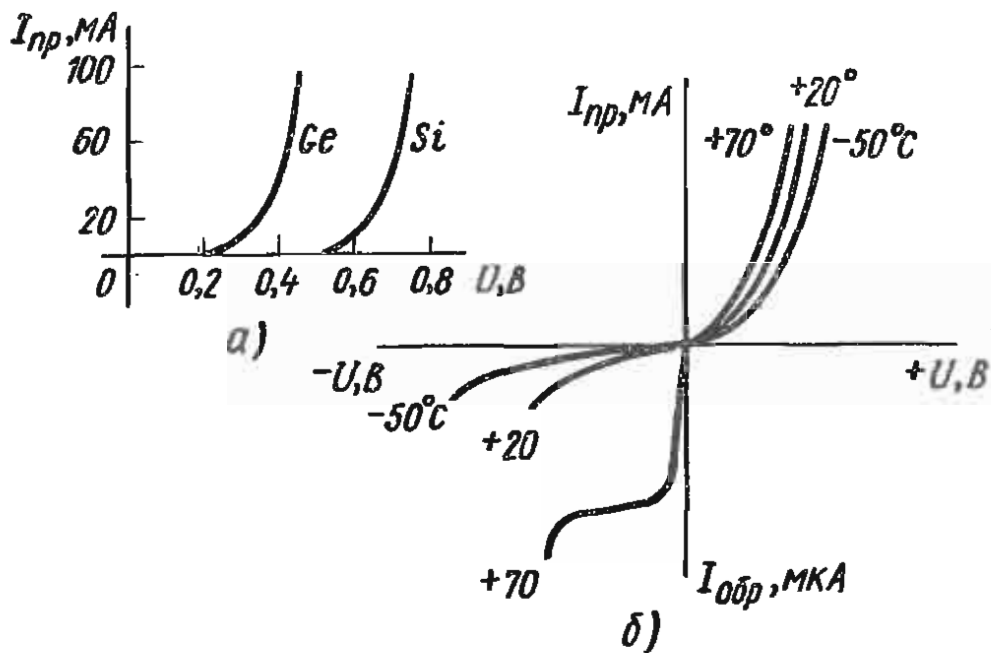


Рис. 16.19

пературы. Прямые ветви вольт-амперных характеристик диодов, выполненных на основе германия и кремния, показаны на рис. 16.19, а, изменение вида вольт-амперной характеристики диода с температурой — на рис. 16.19, б. Особенно сильно влияние температуры сказывается на обратной ветви характеристики, так как с ростом температуры возрастает тепловой ток. В германиевых диодах увеличение температуры на десять градусов вызывает увеличение обратного тока в два раза, в кремниевых диодах — в два с половиной раза. С ростом обратного тока увеличивается нагрев p - n -перехода, что может привести к тепловому пробую. Верхний предел рабочих температур для германиевых диодов составляет 85 – 100°C , для кремниевых — до 200°C .

Простейшая схема однополупериодного выпрямителя с полупроводниковыми диодами показана на рис. 16.20. К диоду в общем случае может быть приложено как постоянное (для определения рабочей точки на характеристике), так и переменное напряжение, поэтому для описания работы диода в первом случае используют статические характеристики и параметры, во втором случае — динамические. *Статические параметры* — это прямой выпрямленный ток, наибольшее допустимое напряжение, обратное сопротивление, максимально допустимая мощность и др. *Динамические параметры* — дифференциальное сопротивление $r_d = dU/dI$, общая емкость диода C , емкость между выводами диода при заданных напряжении и частоте, которая включает в себя емкости C_b , $C_{диф}$ и емкость корпуса диода; граничная частота $f_{гр}$, на которой выпрямленный ток уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.

Импульсные диоды. Диоды, предназначенные для работы в импульсных режимах, называются импульсными. Такие диоды используют, например, в вычислительных устройствах (в ключевых, логических схемах и др.). В импульсных режимах через промежутки времени, равные единицам — долям микросекунды, диоды переключаются с прямого напряжения на обратное. При этом каждое новое состояние диода не может устанавливаться мгновенно, поэтому существенное значение здесь приобретают так называемые *переходные процессы*.

Рассмотрим работу диода, у которого область p -типа является базой, а область n -типа — эмиттером, при воздействии на диод прямоугольного импульса (рис. 16.21, а). При прямом напряжении потенциальный барьер снижается и происходит инжекция электронов из эмиттера в базу (дырки базы тоже диффундируют в эмиттер, но их концентрация мала, поэтому их потоком можно пренебречь). Пришедшие в базу электроны не могут сразу рекомбинировать с дырками базы или дойти до омического контакта базы (где они тоже могли бы рекомбинировать), поэтому происходит накопление электронов в базе. Чем больше прямой ток, тем больше электронов накапливается в базе. Число электронов зависит также от времени жизни носителей заряда: чем оно больше, тем меньше электронов рекомбинирует.

При прямом напряжении сопротивление p - n -перехода хотя и нелинейно, но очень мало, поэтому оно почти не влияет на ток, и импульс тока искажается очень незначительно (рис. 16.21, б).

Как только напряжение изменится на обратное, обратный ток в первый момент будет значительным, а обратное сопротивление резко уменьшится. Это объясняется тем, что накопленные в базе носители заряда (электроны) начнут перемещаться в сторону p - n -перехода и, таким образом, образуют импульс обратного тока. Этот импульс будет тем больше, чем больше носителей зарядов накопилось в базе. Заряды, накопленные в базе, втягиваясь полем p - n -перехода, переходят в эмиттер, часть их рекомбинирует в базе с дырками (т. е. число их уменьшается и в течение определенного времени обратный ток достигает установившегося значения), и обратное сопротивление восстановится до нормального значения. Процесс уменьшения заряда в базе называется *рассасыванием*.

К току рассасывания добавляется зарядный ток барьерной емкости C_b p - n -перехода, возникающий под действием обратного напряжения, увеличивая тем самым импульс обратного тока.

Время $t_{вос}$, в течение которого обратный ток изменяется от максимального значения до установившегося, называется *временем восстановления* обратного сопротивления (или тока) диода. Это важный параметр импульсных диодов — чем он меньше, тем диод лучше. Обычно $t_{вос}$ менее десятых долей микросекунды.

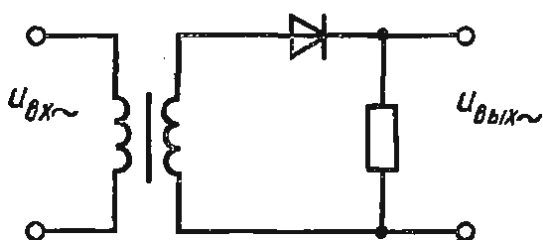


Рис. 16.20

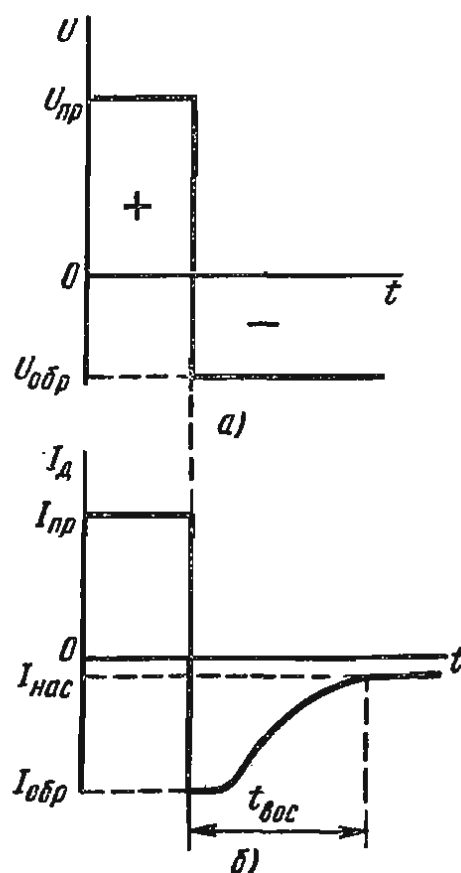


Рис. 16.21

Для улучшения свойств импульсных диодов при их проектировании исходный материал выбирают с малым временем жизни носителей заряда (тогда интенсивнее рекомбинация) и p - n -переход делают с малой площадью, чтобы снизить емкость $C_б$.

Импульсные диоды могут быть точечными и плоскостными. Конструкция и технология изготовления импульсных диодов практически аналогичны конструкции и технологии изготовления точечных высокочастотных диодов и плоскостных (с малой площадью p - n -перехода) выпрямительных диодов. Условное обозначение импульсных диодов в схемах такое же, как и выпрямительных (см. рис. 16.17). Точечные импульсные диоды слаботочные, их широко применяют в ЭВМ в качестве быстродействующих переключающих элементов. Плоскостные диоды работают при средних и больших импульсных токах.

Основными параметрами импульсных диодов являются время восстановления $t_{вос}$ и барьерная емкость $C_б$, а также обратный ток $I_{обр}$ при определенном обратном напряжении $U_{обр}$, постоянное прямое напряжение $U_{пр}$ при постоянном прямом токе $I_{пр}$, максимально допустимый импульсный прямой ток $I_{пр. и макс}$, максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр макс}$.

Туннельные диоды. Туннельным диодом называют полупроводниковый прибор, сконструированный на основе вырожденного полупроводника (т. е. полупроводника с большим содержанием примеси), в котором при обратном и небольшом прямом напряжении возникает туннельный эффект и вольт-амперная характеристика имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Устройство туннельных диодов в принципе почти не отличается от устройства других диодов, но для их изготовления применяют полупроводниковые материалы с большим содержанием примесей (до 10^{20} см⁻³). Вследствие этого удельные сопротивления областей p - и n -типов очень малы, а ширина p - n -перехода составляет примерно 0,02 мкм, что в сто раз меньше, чем в других полупроводниковых диодах. Напряженность электрического поля в таких p - n -переходах достигает огромной величины — до 10^6 В/см.

В вырожденных полупроводниках донорные и акцепторные уровни расщепляются в зоны, так как расстояния между примесными атомами невелики. Донорные уровни находятся в свободной зоне, а акцепторные — в валентной. Уровень Ферми лежит в разрешенной зоне (выше уровня дна свободной зоны $W_{сд}$ и ниже уровня потолка валентной зоны $W_{вп}$), поэтому контактная разность потенциалов высока — энергия электрона близка к ширине запрещенной зоны.

Вольт-амперная характеристика туннельного диода и его условное обозначение в схемах показаны на рис. 16.22, а. Рассмотрим с помощью зонной теории вид вольт-амперной характеристики. В равновесном состоянии системы (рис. 16.22, б) уровень Ферми постоянен для обеих областей полупроводникового диода, поэтому другие энергетические уровни искривляются настолько сильно, что нижняя граница дна свободной зоны области n -типа оказывается ниже верхней границы потолка валентной зоны области p -типа, и так как переход очень узкий, то носители заряда могут переходить из одной области

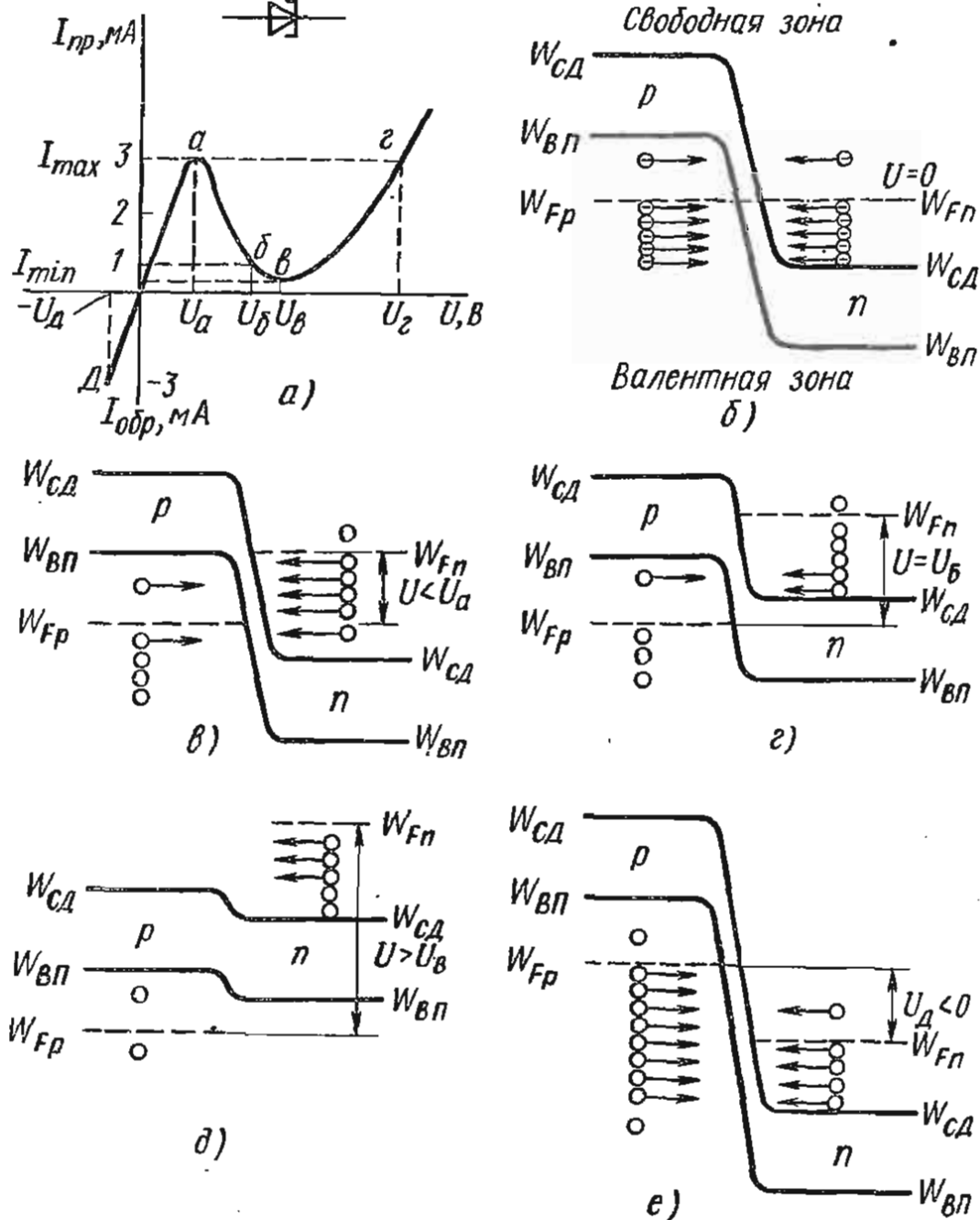


Рис. 16.22

в другую без затраты энергии, просачиваться сквозь потенциальный барьер (туннелировать). Число электронов, переходящих в смежную область в секунду, достигает 10^{14} с^{-1} , скорость их перемещения огромна — примерно $2 \cdot 10^6 \text{ м/с}$ (для сравнения — скорость света равна $3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$). В состоянии равновесия потоки электронов из области p в область n и в обратном направлении одинаковы. Одинаковы и потоки дырок. Поэтому результирующий ток равен нулю (рис. 16.22, а). Достаточно рассмотреть, например, туннельное движение электронов (при рассмотрении движения дырок процессы будут аналогичны). На рис. 16.22, б, в, г, д, е стрелки от электронов указывают на их способность перейти в смежную область.

Число электронов, энергия которых превышает уровень Ферми, невелико. С увеличением приложенного к p - n -переходу напряжения уровень Ферми в области n перемещается вверх относительно его положения в области p , а при обратном напряжении — вниз.

Под воздействием внешнего поля энергетическая диаграмма изменится. При подключении к диоду прямого напряжения потенциальный

барьер с ростом напряжения уменьшится. На энергетической диаграмме это будет соответствовать смещению уровня Ферми и энергетических зон относительно равновесного состояния, степень перекрытия потолка валентной зоны дном зоны проводимости уменьшится. При этом в свободной зоне области n -типа уровни, заполненные электронами (ниже уровня Ферми), окажутся против незаполненных уровней в валентной зоне области p -типа. До тех пор пока уровень Ферми в области n -типа будет лежать ниже потолка валентной зоны в области p -типа, число электронов, переходящих из области n -типа в область p -типа, будет больше, чем переходящих в обратном направлении. Результирующий ток будет увеличиваться и состоять из электронов области n -типа, где они являются основными. Его направление — из области p в область n . Максимальному значению тока (точка a на рис. 16.22, a) будет соответствовать такое состояние энергетических зон, когда уровень Ферми в свободной зоне n -типа и потолок валентной зоны области p -типа будут находиться на одном уровне (рис. 16.22, b). Результирующий ток будет состоять из электронов области n -типа и направлен от области p -типа к области n -типа.

При дальнейшем увеличении прямого напряжения туннельное перемещение электронов из n -области в p -область начнет убывать (рис. 16.22, z), т. е. будет убывать прямой ток. При этом убывание будет происходить до такого значения напряжения U_v , при котором дно свободной зоны n -области окажется на одном уровне с потолком валентной зоны p -области. Ток при этом будет иметь минимальное значение I_{\min} (рис. 16.22, a).

Таким образом, на вольт-амперной характеристике туннельного диода появляется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (участок abv на рис. 16.22, a). При еще большем увеличении напряжения ($U > U_v$) туннельные переходы электронов станут невозможны (рис. 16.22, d), но носители заряда будут преодолевать потенциальный барьер за счет диффузии и прямой ток будет возрастать, как у обычных диодов.

При подаче на туннельный диод обратного напряжения энергетическая диаграмма будет иметь вид, показанный на рис. 16.22, e . Вследствие того что число электронов с энергией выше энергии уровня Ферми очень мало, количество электронов p -области, способных перейти в n -область, увеличивается, а в n -области оно останется почти неизменным, поэтому результирующий обратный ток будет протекать от n -области к p -области. Так как в глубине валентной зоны плотность электронов очень большая, то незначительное увеличение обратного напряжения и связанное с этим незначительное смещение энергетических уровней вызывают существенное увеличение числа электронов p -области, переходящих в n -область. Следовательно, обратный туннельный ток будет резко возрастать. Обратный ток у туннельных диодов во много раз больше, чем у других диодов, поэтому они не обладают вентиляльным свойством.

Следует отметить, что в туннельном диоде обратный и прямой токи обуславливаются также небольшими диффузионным током основных и дрейфовым током неосновных носителей заряда, поэтому результирующе-

щие обратный и прямой токи до точки v на вольт-амперной характеристике несколько больше, чем показано на рис. 16.22, a .

Основными параметрами туннельных диодов являются максимальные I_{\max} (точка a) и минимальные I_{\min} (точка v) значения токов на вольт-амперной характеристике и соответствующие им напряжения (U_a и U_v); значение напряжения U_z (точка z), соответствующее максимальному току в точке a , а также дифференциальное сопротивление $R_{\text{диф}} = -dU/dI$, которое определяется примерно на середине участка с отрицательным сопротивлением (участок abv); общая емкость диода и максимальная частота.

Туннельные диоды обладают усилительными свойствами и могут работать в схемах (на участке abv) как активные элементы. Они находят широкое применение в сверхбыстродействующих ЭВМ в качестве быстродействующих импульсных переключающих устройств (скорость переключения составляет доли наносекунды) и в генераторах высокочастотных колебаний. На туннельных диодах создают схемы мультивибраторов, триггеров, которые служат основой для построения логических схем, запоминающих устройств, регистров и т. д. Высокая скорость переключения объясняется тем, что туннельные диоды обычно работают на участке вольт-амперной характеристики с отрицательным дифференциальным сопротивлением, где механизм переноса зарядов связан с их туннельным смещением (через p - n -переход), скорость которого огромна. Туннельные диоды могут работать в широком диапазоне температур от 4 до 640 К, они просты по конструкции, малогабаритны. Туннельные диоды изготавливают на основе сильнолегированного германия или арсенида галлия, p - n -переход получают методом сплавления примесей.

Диоды Шоттки. Эти диоды обладают идеальными импульсными параметрами. Они выполняются на основе контакта металл — полупроводник. Рассмотрим образование такого контакта и его свойства (рис. 16.23). При контакте металла 1 с полупроводником 3 между ними возникает слой 2, который в зависимости от соотношения работы выхода электронов в металле и полупроводнике и от типа электропроводности полупроводника может быть обогащенным, инверсным или обедненным.

Рассмотрим случай, когда контакт металла образован с полупроводником n -типа, при этом работа выхода электронов в металле A_m больше работы выхода электронов в полупроводнике A_n (под работой выхода электронов понимают работу, соответствующую разности энергий

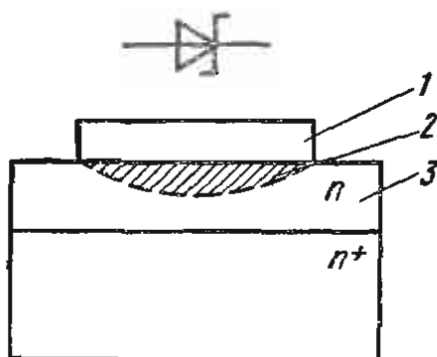


Рис. 16.23

между уровнем Ферми в веществе и уровнем энергии вне вещества около его поверхности, т. е. энергии, соответствующей потолку верхней свободной зоны). При образовании идеального контакта происходит диффузия электронов из полупроводника в металл ($A_n < A_m$), металл заряжается отрицательно, а в приконтактной области полупроводника образуется слой, обедненный основными носителями заряда, заряженный положительно неподвижными

ионами доноров. За счет этого возникают электрическое поле, напряженность которого направлена в сторону от полупроводника к металлу, и потенциальный барьер. Поле препятствует дальнейшему движению электронов в металл, поэтому в состоянии равновесия уровень Ферми для металла и для полупроводника становится единым. Образованный слой располагается в полупроводнике, так как он обладает удельным сопротивлением значительно большим, чем удельное сопротивление металла.

При прямом включении (плюсом на металл, минусом на полупроводник) высота потенциального барьера снижается, сопротивление образованного слоя уменьшается и через него электроны (основные носители для полупроводника) переходят в металл. Так как при этом инжекции дырок из металла в полупроводник не происходит, прямой ток обусловлен движением только основных носителей заряда полупроводника.

При обратном включении источника высота потенциального барьера повышается и его могут преодолевать только дырки (неосновные носители заряда для полупроводника), так как поле образованного слоя для них является ускоряющим. Поток дырок в металл создает обратный ток. Но так как концентрация дырок мала, то обратный ток также мал.

Таким образом, образованный на границе между металлом и полупроводником слой располагается в полупроводнике у границы с металлом. Этот слой является запирающим и обладает выпрямляющим свойством. Он является неинжектирующим, что является большим преимуществом перед обычным $p-n$ -переходом. Кроме того, в таком контакте можно обеспечить незначительную барьерную емкость. Эти уникальные свойства контакта металл — полупроводник позволяют создавать на его основе полупроводниковые приборы (диоды, транзисторы) с идеальными характеристиками для работы в импульсных схемах.

Потенциальный барьер, полученный на контакте металл — полупроводник, часто называют *барьером Шотки*, а диоды на его основе — *диодами Шотки* (их условное обозначение в схемах представлено на рис. 16.23). Базой диода является тонкий слой толщиной 1–1,5 мкм высокоомного полупроводника n -типа. Его наносят методом эпитаксиальной технологии на подложку — пластинку низкоомного полупроводника того же типа n^+ (так обозначают область с более высокой удельной проводимостью). Для обеспечения идеального контакта между металлом и полупроводником металл напыляют в вакууме на слой n -полупроводника. В качестве материала полупроводника чаще всего используют n -Si, а в качестве металла — Al, Au, Mo и др. При этом исходят из того, что работа выхода металла должна быть больше работы выхода кремния. Из-за отсутствия инжекции в базу неосновных носителей в ней не происходят процессы накопления и рассасывания зарядов. Барьерная емкость вследствие малой площади и большой ширины запирающего слоя мала, она не превышает 1 пФ, поэтому длительность переходных процессов, обусловленная в диодах Шотки только перезарядкой барьерной емкости, составляет десятые доли нано-

секунды. Диоды Шотки можно использовать для работы на частотах до десятков гигагерц.

Стабилитроны. Это полупроводниковые диоды, принцип работы которых основан на том, что при обратном напряжении на $p-n$ -переходе в области электрического пробоя напряжение на нем изменяется незначительно при значительном изменении тока. Стабилитроны предназначены для стабилизации напряжений и используются в параметрических стабилизаторах напряжения, в качестве источников опорных напряжений, в схемах ограничения импульсов и др. Напряжение стабилизации (пробивное напряжение) является *рабочим*. Оно зависит от свойств полупроводника, из которого изготавливают диод, а также технологии изготовления прибора.

Если используется исходный полупроводник с высокой концентрацией примеси (низкоомный), то $p-n$ -переход будет узким и наблюдается туннельный пробой. Рабочее напряжение при этом небольшое (до 6 В). В высокоомных полупроводниках $p-n$ -переход широкий, пробой носит характер лавинного, рабочее напряжение несколько больше (порядка 8 В и более).

Все стабилитроны изготавливают на основе $n-Si$, так как его применение обеспечивает малый обратный ток до наступления пробоя, в рабочем режиме не превышающий прямого тока, резкий переход в режим пробоя при незначительных изменениях обратного напряжения и допускает нагрев $p-n$ -перехода до высоких температур. Вольт-амперная характеристика стабилитрона для разных температур, условное обозначение в схемах и простейшая схема стабилизации постоянного напряжения с помощью стабилитрона показаны на рис. 16.24, *а, б* соответственно.

Если напряжение источника питания $U_{вх}$ возрастает, в отсутствие стабилитрона должны возрасти ток в общей цепи и в резисторе нагрузки R_H , а следовательно, и напряжение на резисторе. Этого не произойдет, если в схему включить стабилитрон. Сопротивление стабилитрона при повышении $U_{вх}$ резко уменьшается, избыточный ток замыкается через него, но при увеличении тока через стабилитрон напряжение на нем останется неизменным, поэтому неизменным будет и напряжение на резисторе R_H , а следовательно, и $U_{вых}$. Избыточное напряжение гасится на ограничивающем резисторе R_0 .

Основными параметрами стабилитронов являются напряжение стабилизации — значение напряжения на стабилитроне при протекании заданного тока стабилизации (от 3 до 400 В при максимальном токе

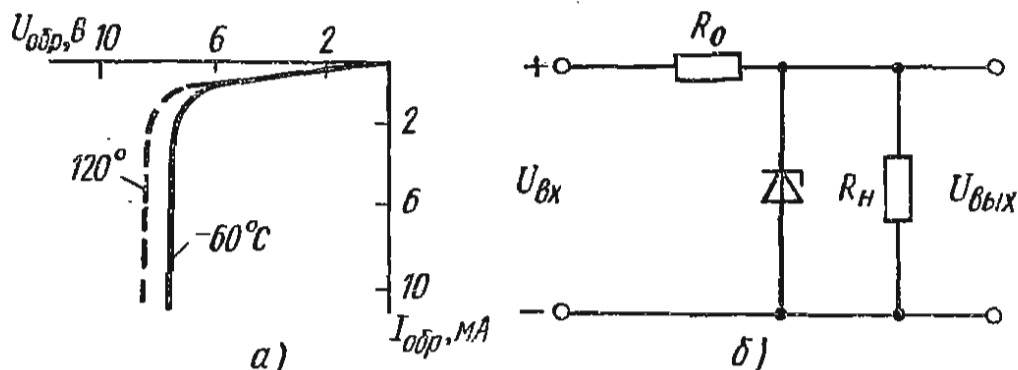


Рис. 16.24

в несколько десятков и сотен миллиампер), допустимая мощность, рассеиваемая в стабилитроне (от сотен милливатт до единиц ватт), а также дифференциальное сопротивление $r_{ст} = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}$.

Варикапы. Это полупроводниковые диоды, в которых использовано свойство *p-n*-перехода изменять барьерную емкость при изменении обратного напряжения. Таким образом, варикап можно рассматривать как конденсатор с электрически управляемой емкостью.

Основными параметрами этих приборов являются емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении; коэффициент перекрытия по емкости — отношение емкости варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений, а также добротность — отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте сигнала к сопротивлению потерь при заданном значении емкости или обратного напряжения.

Глава 17

ТРАНЗИСТОРЫ И ЭЛЕМЕНТЫ ОПТОЭЛЕКТРОНИКИ

§ 17.1. Биполярные транзисторы

Транзисторы подразделяют на два основных класса: биполярные и полевые.

Биполярным транзистором называют полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими электрическими переходами и тремя (или более) выводами, усилительные свойства которого обусловлены явлениями инжекции — экстракции неосновных носителей заряда.

Имеется две разновидности биполярных транзисторов: бездрейфовые (диффузионные) и дрейфовые — они отличаются принципом работы. Рассмотрим бездрейфовые биполярные транзисторы.

Конструктивно биполярный транзистор представляет собой пластину монокристалла полупроводника с электропроводностью *p*- или *n*-типа, по обеим сторонам которой вплавлены (или внесены другим образом) полупроводники, обладающие другим типом электропроводности. На границе раздела областей с разным типом электропроводности образуются *p-n*- или *n-p*-переходы. Каждая из областей, называемых эмиттером 1, коллектором 2 и базой 3, снабжается омическим контактом, от которого делается вывод Э, К и Б соответственно (рис. 17.1). Транзистор укрепляют на кристаллодержателе и помещают в герметизированный корпус, в дно которого через стеклянные изоляторы проходят выводы. Корпус может быть металлическим, пластмассовым или стеклянным.

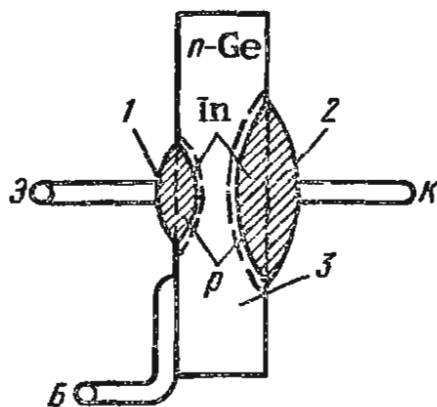


Рис. 17.1

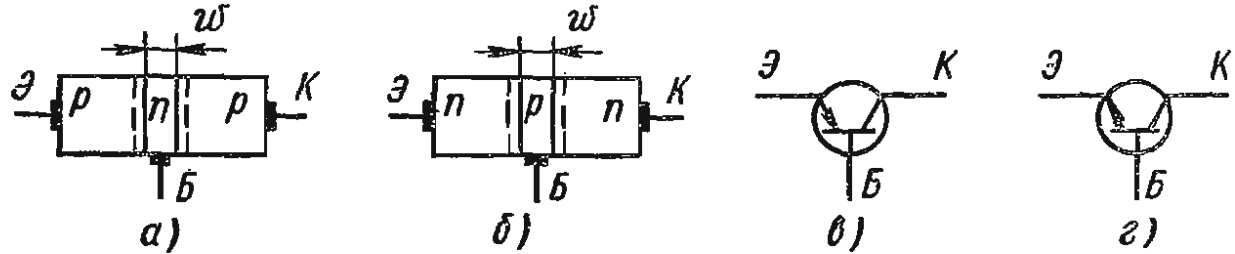


Рис. 17.2

При рассмотрении процессов, происходящих в транзисторе, его удобно представлять плоскостными структурными схемами. Изображенный на рис. 17.1 транзистор в виде структурной схемы показан на рис. 17.2, а. Он имеет структуру *p-n-p*. На рис. 17.2, б показан транзистор с другим чередованием областей (*n-p-n*), на рис. 17.2, в, г — соответствующие структурной схеме условные обозначения транзисторов. Разницы в принципе работы транзисторов обеих структур нет, но полярность подключения выводов к источнику питания противоположная. Так как транзистор — симметричная структура, то любая крайняя область могла бы быть как эмиттером, так и коллектором. Однако в реальных конструкциях исходя из обеспечения лучшей работы транзистора область коллектора делается большей по размерам, чем область эмиттера. Из тех же соображений активная толщина базы w делается небольшой (меньше диффузионной длины неосновных носителей). Выводы от каждой из областей называются так же, как и области: *эмиттерный*, *базовый*, *коллекторный*. Переход эмиттер — база называется *эмиттерным*, коллектор — база — *коллекторным*. Назначение эмиттера — *инжекция* (вспрыскивание) в область базы неосновных для нее носителей заряда, для чего область эмиттера выполняют более насыщенной основными носителями (более низкоомной), чем область базы. Назначение коллектора — *экстракция* (втягивание) носителей из базы, в которой различают три области: *активную* (между эмиттером и коллектором, через нее приходят носители заряда в активном режиме работы транзистора), *пассивную* (между эмиттером и выводом базы) и *периферическую* (за выводом базы).

Транзисторы классифицируют по различным признакам: по *мощности* — малой, средней, большой; по *диапазону рабочих частот* — низкой, средней, большой; по *методу изготовления* — сплавные, микро-сплавные, диффузионные, планарные, мезоструктуры.

§ 17.2. Схемы включения биполярного транзистора и режимы его работы

При включении транзистора в схему один из его выводов делают общим для входной и выходной цепей, поэтому схемы включения бывают: с *общей базой* (ОБ) (рис. 17.3, а); с *общим эмиттером* (ОЭ) (рис. 17.3, б); с *общим коллектором* (ОК) (рис. 17.3, в). Относительно общего вывода, на котором считают $\varphi = 0$, измеряют напряжения

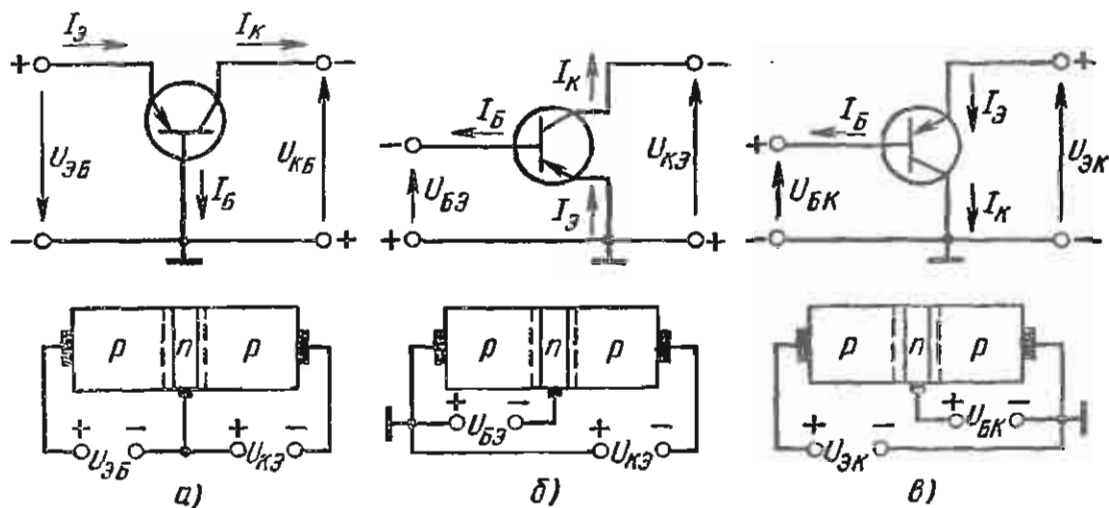


Рис. 17.3

входной и выходной цепей транзистора. Наибольшее применение имеет схема включения с **ОЭ**. Схема включения с **ОБ** имеет ряд недостатков и используется реже. Физические процессы в транзисторе удобнее рассматривать на примере схемы с **ОБ**.

В зависимости от смещения, созданного на эмиттерном и коллекторном *p-n*-переходах, транзистор может работать в трех режимах. Если один переход смещен в прямом направлении, а другой — в обратном, режим называют *активным* (рис. 17.4, а). Если в прямом направлении включен эмиттерный переход, а коллекторный — в обратном, такое включение называют *нормальным* (рис. 17.4, б). Если смещение на *p-n*-переходах противоположное, включение называют *инверсным* (рис. 17.4, в). В последнем случае коллектор выполняет роль эмиттера, а эмиттер — роль коллектора. Активный режим используется в усилительных схемах, в схемах генерирования, где транзистор выполняет функции активного элемента схемы. Если оба *p-n*-перехода смещены в обратном направлении, транзистор работает в *режиме отсечки*. Если оба *p-n*-перехода смещены в прямом направлении, транзистор работает в *режиме насыщения*. Режимы отсечки и насыщения используют в ключевых режимах работы транзистора: режим отсечки соответствует состоянию «отключено», режим насыщения — «включено». На рис. 17.3 наки потенциалов выводов даны для активного режима.

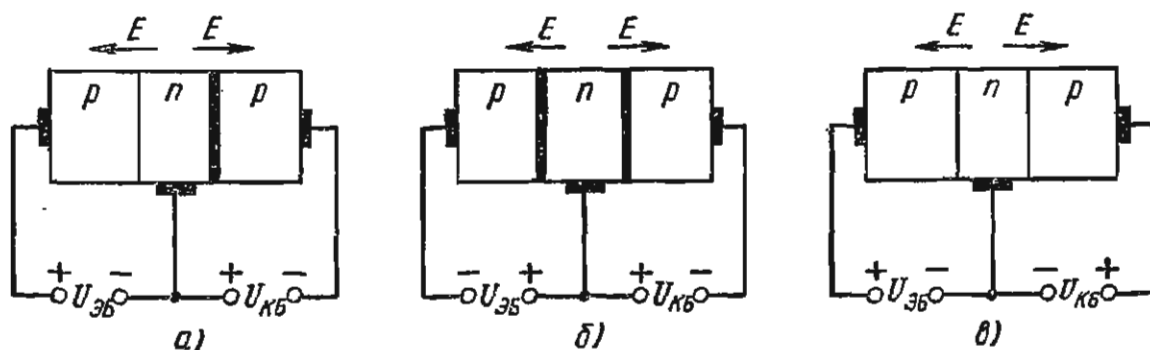


Рис. 17.4

§ 17.3. Работа биполярного транзистора в активном режиме

Рассмотрим работу на постоянном токе биполярного диффузионного сплавного транзистора со структурой $p-n-p$, включенного по схеме с ОБ в активном режиме (рис. 17.5). Сделаем ряд допущений: заряды распределены равномерно, поверхностные эффекты отсутствуют, реальный транзистор заменен одномерной моделью по оси x , перпендикулярной плоскости эмиттера (коллектора), толщина базы незначительна, эмиттер насыщен акцепторной примесью во много раз больше, чем база донорной примесью, коллектор по площади значительно больше эмиттера.

В активном режиме прямое смещение эмиттерного перехода создается за счет включения постоянного источника питания $U_{ЭБ}$, а обратное смещение коллекторного перехода — за счет включения источника $U_{КБ}$. Величина $U_{ЭБ}$ имеет небольшое значение, близкое к высоте потенциального барьера, и составляет доли вольт. Величина $U_{КБ}$ на порядок больше $U_{ЭБ}$ и ограничивается напряжением пробоя коллекторного перехода. При включении источников питания $U_{ЭБ}$ и $U_{КБ}$ потенциальный барьер эмиттерного перехода снижается за счет $U_{ЭБ}$, а потенциальный барьер коллекторного перехода повышается за счет $U_{КБ}$. Дырки эмиттера легко преодолевают понизившийся потенциальный барьер и за счет диффузии инжектируются в базу, а электроны базы — в эмиттер. Дырки эмиттера диффундируют в базу в направлении к коллекторному переходу за счет перепада плотности дырок по длине базы, большинство из них доходит до коллекторного перехода, а незначительная часть рекомбинирует с электронами базы. Для уменьшения потерь дырок на рекомбинацию базу делают тонкой. Поскольку поле коллекторного перехода для дырок является ускоряющим, они втягиваются через коллекторный переход в коллектор, т. е. происходит экстракция дырок в коллектор. Распространяясь вдоль коллектора за счет перепада плотности вдоль коллектора, дырки достигают контакта коллектора и рекомбинируют с электронами, подходящими к выводу от источника.

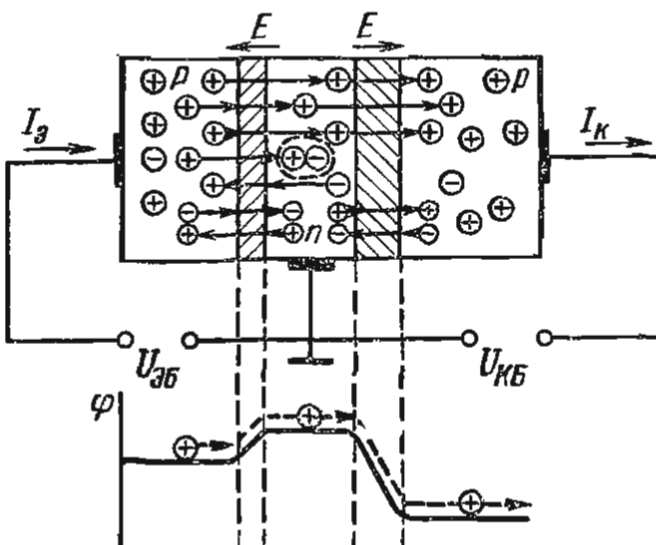


Рис 17.5

Основные носители заряда коллектора (дырки), вследствие того что потенциальный барьер коллекторного перехода велик, практически не могут уйти из коллектора в базу. Через транзистор происходит сквозное движение дырок от эмиттера через базу к коллектору и лишь незначительная часть их из-за рекомбинации с электронами базы не доходит до коллектора. Часть электронов базы, рекомбинировавших с дырками эмиттера, восполняется электронами источника, которые поступают в базу через ее вывод.

Наряду с основными носителями заряда через эмиттерный и коллекторный переходы движутся и не основные для каждой из областей транзистора носители. На работу транзистора существенно влияет движение неосновных носителей через коллекторный переход: дырок базы — в коллектор и электронов коллектора — в базу. Их количество растет с повышением температуры (тепловая генерация). Оно зависит также от материала полупроводника.

§ 17.4. Токи биполярного транзистора

Проследим за движением дырок эмиттера в транзисторе. В эмиттере дырки создают ток $I_{Эр}$ (рис. 17.6), а в коллекторе они представляют собой дырочную составляющую тока коллектора $I_{Кр}$, которая меньше тока $I_{Эр}$ на ток, вызванный рекомбинацией дырок в базе и называемый базовым током рекомбинации $I_{Брек}$:

$$I_{Кр} = I_{Эр} - I_{Брек} \quad (17.1)$$

Поскольку назначение транзистора — усиление мощности входного сигнала, ток $I_{Брек}$ является нежелательным, вследствие чего его стремятся уменьшать. Достигается это путем уменьшения толщины базы так, чтобы $w \leq L_p$, где L_p — диффузионная длина дырок. Чем меньше толщина базы, тем большее число дырок достигнет коллекторного перехода и тем больше дырочная составляющая тока $I_{Кр}$. Потерю дырочного тока эмиттера на рекомбинацию в базе характеризует коэффициент переноса дырок

$$\beta_n = I_{Кр} / I_{Эр} \quad (17.2)$$

приближенное значение которого определяют из соотношения

$$\beta_n \approx 1 - 0,5w^2/L_p^2$$

Для германиевых транзисторов $L_p = 0,3$ мкм, поэтому обычно $w \leq 0,3$ мкм. В реальных транзисторах $\beta_n = 0,980 \div 0,995$.

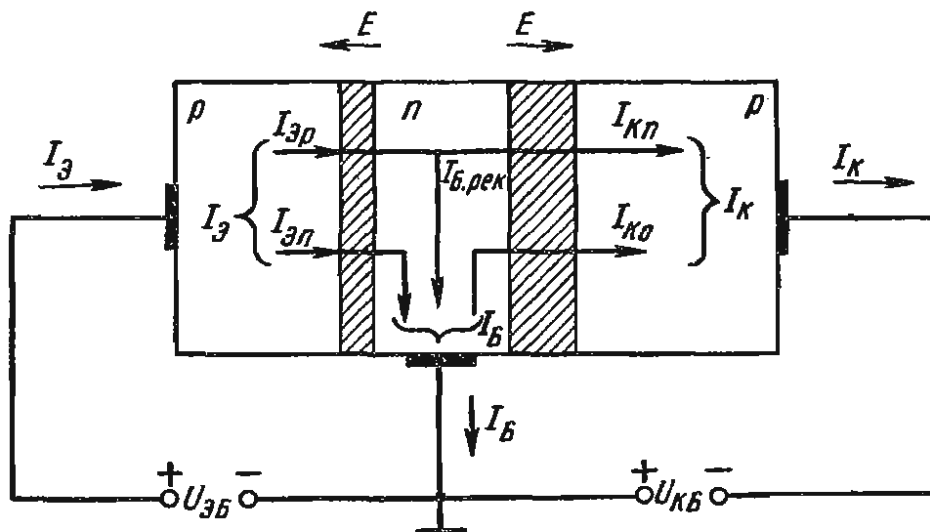


Рис. 17.6

Через эмиттер помимо дырочного протекает и электронный ток $I_{Эн}$, обусловленный переходом в область эмиттера электронов базы, а также обратный ток эмиттерного перехода $I_{Эо}$, образованный неосновными носителями областей базы (дырками) и эмиттера (электронами). Этот ток называется термогенерацией. Его значение определяется так же, как и значение обратного тока коллектора $I_{Ко}$. Вследствие того что $I_{Эо}$ мал и не влияет на ток коллектора, им можно пренебречь. Таким образом, ток эмиттера

$$I_{Э} = I_{Эр} + I_{Эн} \quad (17.3)$$

Составляющая тока эмиттера $I_{Эн}$ замыкается в цепи база — эмиттер, не протекает через коллектор и является вредной, вызывая дополнительный нагрев транзистора. Для того чтобы уменьшить ток $I_{Эн}$, базу насыщают примесью во много раз меньше, чем эмиттер (примерно на два порядка).

Долю дырочного тока в эмиттере $I_{Эр}$ определяют коэффициентом инжекции

$$\gamma = I_{Эр}/I_{Э}, \quad (17.4)$$

характеризующим эффективность работы эмиттера. Для уменьшения электронной составляющей эмиттерного тока базу насыщают примесью незначительно. Удастся обеспечить $\gamma = 0,990 \div 0,995$. В коллекторе и базе следует также учитывать обратный ток коллекторного перехода $I_{Ко}$, образованный неосновными носителями областей базы и коллектора:

$$I_{К} = I_{Кр} + I_{Ко}. \quad (17.5)$$

Поскольку концентрация неосновных носителей значительно больше в базе, чем в коллекторе, обратный ток коллекторного перехода состоит в основном из дырок базы. Величина $I_{Ко}$ является параметром транзистора, характеризующим его качество (чем $I_{Ко}$ меньше, тем транзистор лучше). Ток $I_{Ко}$ определяют при разомкнутой цепи эмиттера ($I_{Э} = 0$) и при определенном значении обратного напряжения на коллекторе. Ток $I_{Ко}$ вызывается термогенерацией и с повышением температуры растет по экспоненциальному закону. В германиевых транзисторах $I_{Ко}$ при повышении температуры на каждые 10° приблизительно удваивается, в кремниевых — увеличивается в 2,5 раза.

Значения $I_{Ко}$ при нормальной температуре составляют 0,1 — 100 мкА, причем это у германиевых транзисторов примерно на порядок больше, чем у кремниевых.

В базе протекают ток $I_{Эн}$, образованный электронами, инжектированными в эмиттер, ток рекомбинации $I_{Брек}$ и обратный ток коллекторного перехода $I_{Ко}$:

$$I_{Б} = I_{Эн} + I_{Брек} - I_{Ко}. \quad (17.6)$$

Ток $I_{Ко}$ направлен навстречу токам $I_{Эн}$ и $I_{Брек}$. Из (17.3) и (17.5) видно, что

$$I_{Б} = I_{Э} - I_{К}, \quad (17.7)$$

а это соответствует первому закону Кирхгофа. Поскольку транзистор

изготавливают так, чтобы обеспечить очень малое значение тока базы, ток коллектора незначительно отличается от тока эмиттера: $I_K \approx I_E$.

Как только дырка покинет эмиттер и перейдет в базу, для восстановления равновесия заряда в эмиттере электрон покидает эмиттер. За счет этого в выводе эмиттера проходит электронный ток, а в выводе коллектора — ток электронов источника, компенсирующий увеличение дырок в коллекторе. В выводе базы при этом проходит ток электронов источника, восполняющий убыль электронов вследствие рекомбинации их с дырками эмиттера (рис. 17.6). Так как за положительное направление тока принимают направление положительных зарядов, то направление токов, показанное на рисунках стрелками, противоположно направлению движения электронов.

Итак, через транзистор течет сквозной ток от эмиттера через базу к коллектору (его направление отражено в условном обозначении транзистора — стрелка от эмиттера в сторону базы).

Током коллектора можно управлять. Для этого следует изменить напряжение $U_{ЭБ}$ источника питания цепи эмиттера. С увеличением $U_{ЭБ}$ снижается потенциальный барьер эмиттерного перехода и увеличивается ток эмиттера, а следовательно, и ток коллектора (при прочих равных условиях). Таким образом, ток эмиттера является *управляющим*, а ток коллектора — *управляемым*. Поэтому транзистор часто называют *прибором, управляемым током*. Отметим, что изменение обратного напряжения источника питания цепи коллектора практически не вызывает увеличения тока коллектора, так как поле коллекторного перехода является ускоряющим и не может изменять числа дырок, которые пересекают коллекторный переход.

§ 17.5. Коэффициент передачи тока эмиттера биполярного транзистора в схеме с ОБ

Итак, для улучшения работы транзистора необходимо стремиться к тому, чтобы коэффициенты γ и β_n были близки к единице. Однако их нельзя измерить, а можно только рассчитать теоретически. Поэтому для расчетов вводят *коэффициент передачи тока эмиттера* (статический)

$$\alpha_{ст} = (I_K - I_{K0})/I_E = I_{Kp}/I_E, \quad (17.8)$$

где I_{Kp} — дырочный ток коллектора, I_E — ток эмиттера. Этот коэффициент можно измерить, а его значение равно

$$\alpha_{ст} = \gamma\beta_n.$$

С учетом (17.8)

$$I_K = \alpha_{ст}I_E + I_{K0}; \quad (17.9)$$

$$I_B = (1 - \alpha_{ст})I_E - I_{K0}. \quad (17.10)$$

Из (17.9) видно, что, изменяя ток эмиттера, можно управлять током коллектора.

При работе транзистора на переменном токе вводят понятие *дифференциального коэффициента усиления тока*, который определяется через приращения токов входной и выходной цепей транзистора. Для схемы с ОБ дифференциальный коэффициент усиления тока

$$\alpha_{\text{диф}} = \left. \frac{dI_{\text{К}}}{dI_{\text{Э}}} \right|_{U_{\text{КБ}} = \text{const}} \quad (17.11)$$

Если (17.9) продифференцировать по $I_{\text{Э}}$, то получим

$$\alpha_{\text{диф}} = \alpha_{\text{ст}} + I_{\text{Э}} \frac{d\alpha_{\text{ст}}}{dI_{\text{Э}}}$$

Зависимость тока коллектора от тока эмиттера в активном режиме практически линейна, поэтому можно считать, что дифференциальный и статический коэффициенты усиления тока приблизительно равны. Если зависимость между коллекторным и эмиттерным токами нелинейна, то $\alpha_{\text{ст}} \neq \alpha_{\text{диф}}$.

§ 17.6. Коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора в схеме с ОЭ

В схеме с ОЭ входным является ток базы $I_{\text{Б}}$, а выходным — ток коллектора $I_{\text{К}}$. Определить коэффициент передачи тока базы можно из соотношения $I_{\text{К}} = \alpha_{\text{ст}} I_{\text{Э}} + I_{\text{К}0}$, если подставить в него $I_{\text{Э}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{К}}$. Тогда $I_{\text{К}} = \alpha_{\text{ст}} (I_{\text{Б}} + I_{\text{К}}) + I_{\text{К}0}$, откуда

$$I_{\text{К}} = \frac{\alpha_{\text{ст}}}{1 - \alpha_{\text{ст}}} I_{\text{Б}} + \frac{I_{\text{К}0}}{1 - \alpha_{\text{ст}}}, \quad (17.12)$$

или

$$I_{\text{К}} = \beta_{\text{ст}} I_{\text{Б}} + I_{\text{К}0(\text{Э})} \quad (17.13)$$

Здесь

$$\beta_{\text{ст}} = \alpha_{\text{ст}} / (1 - \alpha_{\text{ст}}). \quad (17.14)$$

— статический коэффициент передачи тока базы в схеме с ОЭ, выраженный через статический коэффициент передачи тока эмиттера в схеме с ОБ;

$$I_{\text{К}0(\text{Э})} = \frac{I_{\text{К}0}}{1 - \alpha_{\text{ст}}} = (1 + \beta_{\text{ст}}) I_{\text{К}0} \quad (17.15)$$

— обратный ток коллекторного перехода в схеме с ОЭ.

Значение $\beta_{\text{ст}}$ можно получить из (17.13) и (17.15):

$$\beta_{\text{ст}} = (I_{\text{К}} - I_{\text{К}0}) / (I_{\text{Б}} + I_{\text{К}0}). \quad (17.16)$$

По аналогии с $\alpha_{\text{диф}}$ (17.11), дифференциальный коэффициент передачи тока базы

$$\beta_{\text{диф}} = \left. \frac{dI_{\text{К}}}{dI_{\text{Б}}} \right|_{U_{\text{КЭ}} = \text{const}} \quad (17.17)$$

Из уравнения (17.13) имеем

$$\beta_{\text{диф}} = \beta_{\text{ст}} + I_{\text{Б}} \frac{d\beta_{\text{ст}}}{dI_{\text{Б}}} \quad (17.18)$$

Если $(d\beta_{\text{ст}}/dI_{\text{Б}}) = 0$, то $\beta_{\text{диф}} = \beta_{\text{ст}}$. В дальнейшем будем считать $\beta_{\text{ст}} = \beta_{\text{диф}} = \beta$. Коэффициент β является важнейшим параметром транзисторов.

Из уравнения (17.14) следует, что схема с ОЭ обеспечивает большое усиление по току. Так, если $\alpha = 0,985$, то $\beta = 66$; при $\alpha = 0,990$ $\beta = 99$.

§ 17.7. Усилительные свойства биполярного транзистора

Биполярный транзистор обладает свойством усиливать электрический входной сигнал, благодаря чему его можно использовать в качестве активного элемента. Под усилением сигнала обычно подразумевается усиление мощности полезного сигнала, которое можно наблюдать при изменении или тока, или напряжения, или того и другого. В зависимости от схемы включения (ОБ, ОЭ, ОК) транзистор усиливает либо ток, либо напряжение, либо то и другое.

Схема с ОБ. В такой схеме значение тока коллектора близко к значению тока эмиттера, т. е. усиления по току не происходит. Однако в этом случае имеется усиление по напряжению и, следовательно, по мощности. Покажем это. В активном режиме коллекторный переход смещен в обратном направлении, его потенциальный барьер высок, поэтому инжекция дырок из коллектора в базу невозможна. Чтобы инжекция не происходила и при включении в коллекторную цепь резистора нагрузки с высоким сопротивлением $R_{\text{К}}$, необходимо, чтобы при этом не изменился знак потенциала коллектора.

Поскольку сопротивления эмиттерного и коллекторного переходов, а также нагрузки включены последовательно и ток через них почти одинаков, небольшое изменение тока эмиттера вызовет небольшое изменение напряжения в эмиттерной цепи, тогда как в коллекторной цепи это изменение будет весьма значительным, если $R_{\text{К}}$ велико. В этом случае напряжение, а следовательно, и мощность возрастут во много раз. В самом деле, изменение напряжения на эмиттере на $\Delta U_{\text{Э}}$ вызовет изменение эмиттерного тока на $\Delta I_{\text{Э}} = \Delta U_{\text{Э}}/R_{\text{Э}}$. Ток коллектора изменится практически на такое же значение: $\Delta I_{\text{К}} \approx \Delta I_{\text{Э}}$, а напряжение на нагрузке изменится на $\Delta U_{\text{К}} = R_{\text{К}} \Delta I_{\text{К}} \approx R_{\text{К}} \Delta I_{\text{Э}}$. Если подставить в $\Delta U_{\text{К}}$ значение $\Delta I_{\text{Э}}$, то $\Delta U_{\text{К}} = R_{\text{К}} \Delta U_{\text{Э}}/R_{\text{Э}}$, откуда видно, что приращение напряжения на $R_{\text{К}}$ больше приращения напряжения в эмиттерной цепи в $R_{\text{К}}/R_{\text{Э}}$ раз. А так как $R_{\text{К}} \gg R_{\text{Э}}$, то $\Delta U_{\text{К}} \gg \Delta U_{\text{Э}}$.

Приращение входной мощности $\Delta P_{\text{вх}} = R_{\text{Э}} \Delta I_{\text{Э}}^2$, а приращение выходной мощности $\Delta P_{\text{вых}} = R_{\text{К}} \Delta I_{\text{К}}^2 \approx R_{\text{К}} \Delta I_{\text{Э}}^2 = \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{Э}}} \Delta P_{\text{вх}}$, т. е. оно больше $\Delta P_{\text{вх}}$ в $R_{\text{К}}/R_{\text{Э}}$ раз. Следовательно, $\Delta P_{\text{вых}} \gg \Delta P_{\text{вх}}$.

При работе транзистора в усилительном режиме на его вход подается переменный сигнал, который нужно усилить. Напряжение источ-

ника питания постоянно, но переменное напряжение, подаваемое на коллектор (даже малое), приводит к большим изменениям (колебаниям) переменного напряжения сигнала на резисторе R_K , т. е. в схеме происходит усиление малого переменного входного сигнала.

Схема с ОЭ. Здесь происходит усиление и по току, и по напряжению. Входным током является ток базы, значительно меньший тока эмиттера. Изменяя входное напряжение, меняем высоту потенциального барьера и число основных носителей заряда эмиттера через базу и соответственно через коллектор. Так как в базу от источника поступает меньше носителей, чем инжектируется из эмиттера в базу и коллектор, то незначительное увеличение тока во входной цепи вызывает существенное изменение тока в выходной цепи.

Таким образом, транзистор, включенный по схеме с ОЭ, характеризуется большим усилением по току. При этом имеется и усиление по напряжению: так как выходное сопротивление велико, в цепь коллектора можно включить резистор R_K с большим сопротивлением, напряжение на котором будет больше, чем входное. Соответственно происходит и усиление по мощности.

В схеме с ОК происходит усиление по току и по мощности, усиления по напряжению нет.

§ 17.8. Статические характеристики биполярного транзистора

Статические характеристики описывают взаимосвязь между входными и выходными токами и напряжениями транзистора, когда в цепи коллектора нет нагрузки. Эти характеристики используют при практических расчетах схем на транзисторах. Можно составить ряд семейств таких характеристик, но наиболее употребляемыми являются *входные* $I_{вх} = f(U_{вх})$ при $U_{вых} = \text{const}$ и *выходные* $I_{вых} = f(U_{вых})$ при $I_{вх} = \text{const}$.

Используют также характеристики обратной связи и по напряжению $U_{вх} = f(U_{вых})$ при $I_{вх} = \text{const}$ и передачи тока $I_{вых} = f(I_{вх})$ при $U_{вых} = \text{const}$. Две последние характеристики применяют реже входных и выходных, причем они могут быть получены из входных и выходных характеристик.

Как было показано ранее, в транзисторе токи, проходящие в выводах, взаимно связаны, поэтому статические характеристики для каждой из трех схем включения транзистора оказываются разными.

Заметим, что для отрицательных значений напряжений характеристики обычно изображают также в первом квадранте.

Входные и выходные статические характеристики для схемы с ОБ. Семейство входных *статических характеристик* представляет собой зависимости $I_э \approx f(U_{эб})$ при $U_{кб} = \text{const}$ (рис. 17.7, а). По виду эти характеристики напоминают прямые ветви вольт-амперных характеристик полупроводниковых диодов. При небольших напряжениях ток изменяется по экспоненциальному закону, с ростом напряжения характер зависимостей становится прямолинейным. При $U_{кб} = 0$ характеристики

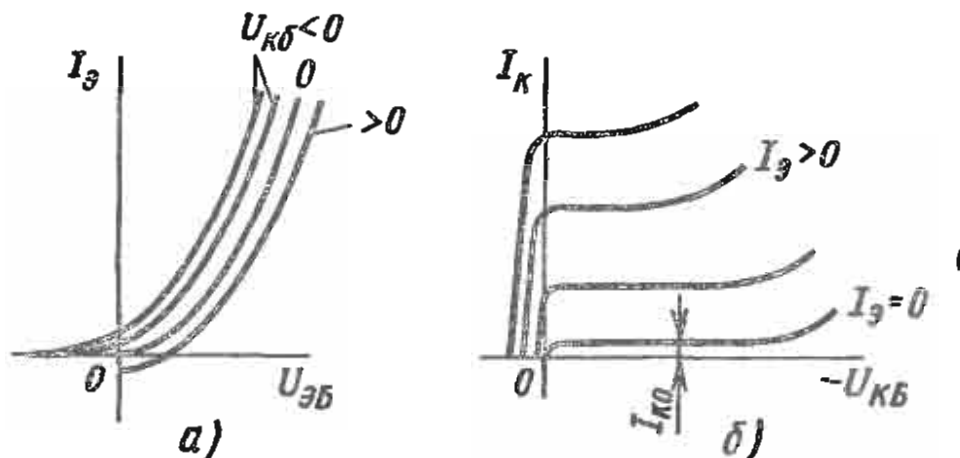


Рис. 17.7

совпадают с характеристикой $p-n$ -перехода, включенного в прямом направлении.

При увеличении абсолютного значения напряжения на коллекторе ($|U_{КБ}| > 0$) кривые незначительно смещаются влево и вверх и располагаются достаточно плотно, так как влияние $U_{КБ}$ на ток $I_Э$ мало. Оно проявляется только в том, что при повышении $|U_{КБ}|$ увеличивается смещение коллекторного перехода, т. е. уменьшается толщина базы (на рис. 17.7, а расстояние между кривыми для разных значений $U_{КБ}$ показано значительно бóльшим, чем реальное).

Уменьшение толщины базы вызывает увеличение градиента концентрации неосновных носителей заряда базы (дырок, инжектированных из эмиттера), поэтому скорость прохождения дырками базы увеличивается, а следовательно, растет и ток эмиттера.

Следует обратить внимание на то, что при $U_{ЭБ} = 0$ и $U_{КБ} \neq 0$ ток эмиттера не равен нулю. В этом случае транзистор работает в режиме отсечки ($U_{КБ} < 0$) или насыщения ($U_{КБ} > 0$).

Входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ $r_{вх} = dU_{ЭБ}/dI_Э$ (при $U_{КБ} = \text{const}$) очень мало и составляет единицы — десятки ом, так как небольшое изменение напряжения эмиттера значительно влияет на высоту потенциального барьера эмиттерного перехода, включенного в прямом направлении, и, следовательно, на ток эмиттера.

Семейство выходных статических характеристик представляет собой зависимость $I_К = f(U_{КБ})$ при $I_Э = \text{const}$ и показано на рис. 17.7, б.

При увеличении тока эмиттера ток коллектора увеличивается при заданном напряжении на коллекторе. При $I_Э = 0$ через коллектор проходит обратный ток коллекторного перехода $I_{К0}$, который практически не зависит от напряжения на коллекторе. При напряжении на коллекторе, равном нулю ($U_{КБ} = 0$), $I_К \neq 0$, так как ток эмиттера в этом случае не равен нулю. При прямом напряжении на коллекторном переходе ($U_{КБ} > 0$) ток с изменением напряжения резко меняется — транзистор работает в режиме насыщения.

Выходное сопротивление в схеме с ОБ $r_{вых} = dU_{КБ}/dI_К$ (при $I_Э = \text{const}$) очень велико, оно достигает единиц мегаом, так как изменение напряжения на коллекторе почти не влияет на ток коллектора,

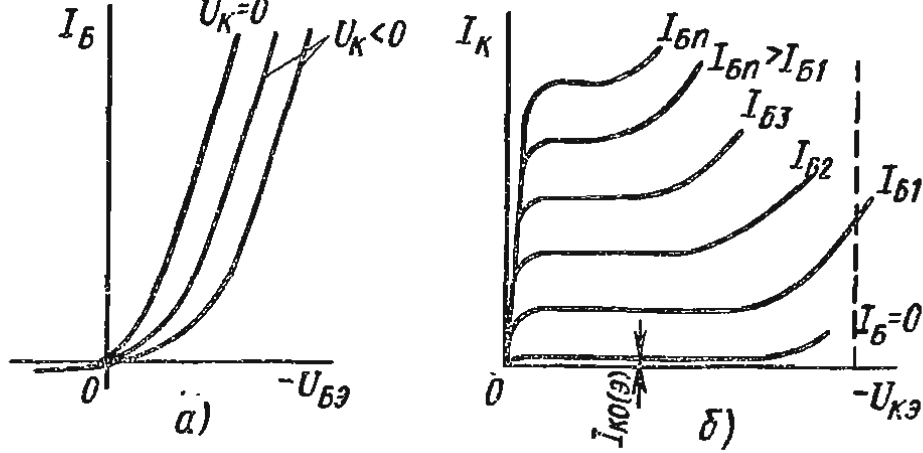


Рис. 17.8

значение которого определяется током эмиттера и обратным током коллекторного перехода $I_{К0}$. На значение $I_{К0}$ напряжения коллектора влияния не оказывает.

Входные и выходные статические характеристики транзистора для схемы с ОЭ. Семейство входных статических характеристик представляет собой зависимости $I_B = f(U_{БЭ})$ при $U_{КЭ} = \text{const}$ и показано на рис. 17.8, а. Ток базы представляет собой алгебраическую сумму токов, один из которых вызван рекомбинацией носителей заряда эмиттера и базы (он пропорционален току эмиттера), другой является обратным током коллекторного перехода. Чем больше напряжение $U_{БЭ}$, тем больше ток базы, так как при увеличении прямого напряжения на эмиттерном переходе снижается потенциальный барьер. Преодолеть его в этом случае может большее число основных носителей заряда эмиттера (дырок), и большее число их сможет рекомбинировать с электронами базы. Рекомбинационная составляющая тока базы, являясь частью тока эмиттера (хотя и незначительной), определяет характер входной характеристики, который близок к характеру входной характеристики для схемы с ОБ.

При увеличении абсолютного значения напряжения на коллекторе $|U_{КЭ}|$ ток базы уменьшается, характеристики смещаются вправо от характеристики при $U_{КЭ} = 0$. Это объясняется тем, что ширина коллекторного перехода увеличивается, а поскольку он находится в основном в базе, ширина базы уменьшается, что вызывает уменьшение рекомбинационной составляющей тока базы.

Входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с ОЭ, $r_{вх} = dU_{БЭ}/dI_B$ при $U_{КЭ} = \text{const}$ сравнительно мало, но гораздо больше, чем в схеме с ОБ (если считать $\Delta U_{БЭ} = \Delta U_{ЭБ}$, то изменение тока базы ΔI_B будет значительно меньшим, чем изменение тока эмиттера ΔI_E в схеме с ОБ).

Семейство выходных статических характеристик представляет собой зависимости $I_K = f(U_{КЭ})$ при $I_B = \text{const}$ и показано на рис. 17.8, б. Выходные характеристики не пересекают оси ординат и практически сходятся в начале координат, так как при напряжении на коллекторе, равном нулю, ток коллектора практически равен нулю. В начальной части характеристики имеют большую крутизну. Это объясняется тем, что при напряжениях на коллекторе $U_{КЭ}$, меньших по абсолютному

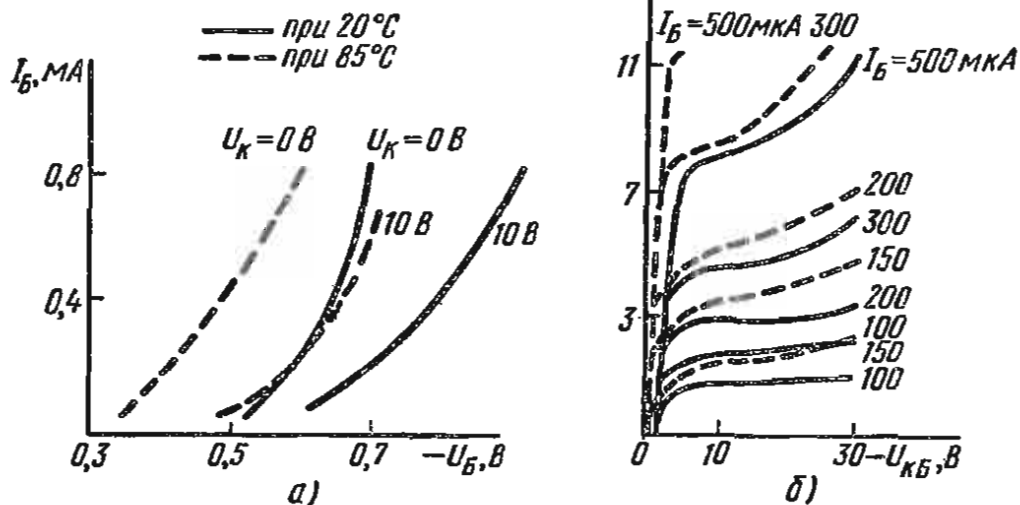


Рис. 17.9

значению напряжения на базе $U_{БЭ}$, коллекторный переход включен в прямом направлении (напряжение на коллекторном переходе равно $|U_{КЭ}| - |U_{БЭ}|$; см. рис. 17.3, б). Поэтому достаточно незначительно изменить напряжение $U_{КЭ}$, чтобы ток I_K сильно изменился.

Этот участок характеризуется малым выходным сопротивлением $r_{\text{вых}} = \Delta U_{КЭ} / \Delta I_K$. На участке $|U_{КЭ}| > |U_{БЭ}|$ коллекторный переход смещен в обратном направлении, выходное сопротивление велико и составляет единицы – десятки килоом. При разомкнутой цепи базы в цепи коллектора проходит обратный ток, равный $I_{К0(Э)} = (1 + \beta_{ст}) I_{К0}$.

Влияние температуры на характеристики транзистора. Температура окружающей среды существенно влияет как на входные, так и выходные характеристики транзистора (рис. 17.9, а, б соответственно). Это объясняется тем, что при увеличении температуры увеличивается энергия электронов, вследствие чего увеличивается концентрация свободных носителей заряда во всех областях транзистора, их подвижность и др. Особенно сильно возрастание температуры сказывается на обратном токе коллекторного перехода $I_{К0}$, который часто называют *тепловым током*.

Температурная нестабильность характеристик транзистора является их существенным недостатком.

§ 17.9. Параметры биполярных транзисторов

Параметры малого сигнала (малосигнальные). Малосигнальными называют параметры транзистора, используемого в усилительных устройствах для малых переменных токов. Транзистор можно рассматривать как активный четырехполюсник (рис. 17.10). Используя теорию четырехполюсника, установим связь между входными и выходными токами и напряжениями транзистора через H -параметры, которые описывают зависимости $u_1 = f(i_1, u_2)$ и $i_2 = f(i_1, u_2)$. В общем случае транзистор является нелинейным элементом. Для бесконечно малых

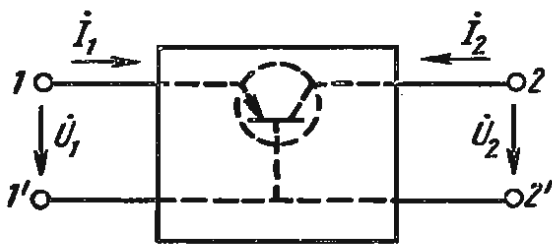


Рис. 17.10

приращений токов и напряжений можно записать

$$\begin{aligned} du_1 &= \frac{\partial u_1}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial u_1}{\partial u_2} du_2; \\ di_2 &= \frac{\partial i_2}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} du_2. \end{aligned} \quad (17.19)$$

Если в (17.19) коэффициенты в виде частных производных обозначить буквами H , получим систему H -параметров:

$$\begin{aligned} du_1 &= H_{11} di_1 + H_{12} du_2; \\ di_2 &= H_{21} di_1 + H_{22} du_2. \end{aligned} \quad (17.20)$$

Если на статических характеристиках рассматривать небольшую область, то связь между постоянным током и напряжением с некоторым приближением можно считать линейной, а транзистор — линейным четырехполюсником. Тогда дифференциалы в выражении (17.20) можно заменить абсолютными значениями малых приращений токов и напряжений:

$$\begin{aligned} \Delta u_1 &= H_{11} \Delta i_1 + H_{12} \Delta u_2; \\ \Delta i_2 &= H_{21} \Delta i_1 + H_{22} \Delta u_2. \end{aligned} \quad (17.21)$$

Смысл H -параметров можно установить следующим образом. Полагая $u_2 = \text{const}$, $\Delta u_2 = 0$, получаем, что

$$H_{11} = \left. \frac{\Delta u_1}{\Delta i_1} \right|_{u_2 = \text{const}; \Delta u_2 = 0}, \quad (17.22)$$

т. е. H_{11} есть не что иное, как входное сопротивление при постоянном напряжении на выходе и при коротком замыкании (для переменного тока) на выходе.

Если $i_1 = \text{const}$, $\Delta i_1 = 0$, то

$$H_{12} = \left. \frac{\Delta u_1}{\Delta u_2} \right|_{i_1 = \text{const}; \Delta i_1 = 0}, \quad (17.23)$$

т. е. H_{12} — коэффициент обратной связи по напряжению (при холостом ходе для переменного тока со стороны входных зажимов и для постоянного тока во входной цепи). Он показывает, какая доля выходного переменного напряжения передается на вход за счет наличия внутренней обратной связи.

Если $u_2 = \text{const}$, $\Delta u_2 = 0$, то

$$H_{21} = \left. \frac{\Delta i_2}{\Delta i_1} \right|_{u_2 = \text{const}; \Delta u_2 = 0}, \quad (17.24)$$

т. е. H_{21} — коэффициент усиления по току при постоянном напряжении на выходе и при коротком замыкании (для переменного тока) на выходе.

$$H_{22} = \left. \frac{\Delta i_2}{\Delta u_2} \right|_{\substack{i_1 = \text{const}; \\ \Delta i_1 = 0}} \quad (17.25)$$

есть не что иное, как выходная проводимость при холостом ходе по переменному току со стороны входных зажимов и постоянном токе i_1 во входной цепи.

Таким образом, H -параметры являются дифференциальными и характеризуют свойства транзистора в статическом режиме (при работе без нагрузки) в рабочей точке, положение которой на статических характеристиках определяется значениями постоянных напряжений (и соответственно токов) на входных и выходных зажимах транзистора. Определить H -параметры можно опытным путем, осуществляя режимы короткого замыкания и холостого хода по переменному току. В реальных условиях работы транзистора на его вход подключают источник преобразуемого транзистором сигнала. При этом переменные напряжения и токи этого источника накладываются на постоянные напряжения и токи, задающие положение рабочей точки. При достаточно малых синусоидальных сигналах транзистор работает на линейных участках статических характеристик и его можно рассматривать как линейный активный четырехполюсник, а малые амплитуды (U_m, I_m) или действующие значения (U, I) синусоидальных сигналов можно рассматривать как малые приращения постоянных составляющих тока и напряжения. Однако при замене малых приращений синусоидальными сигналами следует учитывать, что мгновенные значения этих приращений есть функции времени и частоты, так как $\Delta u = U_m \cos(\omega t + \psi_1)$, а $\Delta i = I_m \cos(\omega t + \psi_2)$. Поэтому параметры — величины комплексные и будут определяться модулем H и аргументом φ , т. е. $\underline{H} = H \exp(j\varphi)$. Итак, систему H -параметров можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \underline{H}_{11} \dot{I}_1 + \underline{H}_{12} \dot{U}_2; \\ \dot{I}_1 &= \underline{H}_{21} \dot{I}_1 + \underline{H}_{22} \dot{U}_2. \end{aligned} \quad (17.26)$$

При низкой частоте приближенно считают, что можно пренебречь реактивными составляющими сопротивлений и проводимостей и рассматривать модули H -параметров.

В таком виде H -параметры являются низкочастотными малосигнальными. Для транзистора, представленного в виде четырехполюсника, они зависят от схемы включения транзистора. Для каждой из схемы используют соответствующие индексы Б, Э, К.

Для схемы с ОЭ $U_1 = U_{БЭ}$, $U_2 = U_{КЭ}$, $I_1 = I_{Б}$, $I_2 = I_{К}$ и уравнения четырехполюсника имеют вид

$$\begin{aligned} U_{БЭ} &= H_{11} I_{Б} + H_{12} U_{КЭ}; \\ I_{К} &= H_{21} I_{Б} + H_{22} U_{КЭ}, \end{aligned} \quad (17.27)$$

откуда значения параметров:

$$H_{11Э} = \left. \frac{U_{БЭ}}{I_{Б}} \right|_{U_{КЭ} = 0} \quad (17.28)$$

– входное сопротивление при коротком замыкании выходной цепи;

$$H_{12Э} = \frac{U_{БЭ}}{U_{КЭ}} \Big|_{I_B=0} \quad (17.29)$$

– коэффициент обратной связи по напряжению при холостом ходе со стороны входной цепи;

$$H_{21Э} = \frac{I_K}{I_B} \Big|_{U_{КЭ}=0} \quad (17.30)$$

– коэффициент передачи тока (усиления) при коротком замыкании выходной цепи;

$$H_{22Э} = \frac{I_K}{U_{КЭ}} \Big|_{I_B=0} \quad (17.31)$$

– выходная проводимость при холостом ходе во входной цепи.

В схемах с ОБ и с ОЭ параметры $H_{21Б}$ и $H_{21Э}$ являются соответственно коэффициентами передачи тока базы и эмиттера. Так, в схеме с ОБ входной ток $I_1 = I_Э$, выходной ток $I_2 = I_K$. Тогда

$$H_{21Б} = I_K/I_Э = \alpha. \quad (17.32)$$

В схеме с ОЭ

$$H_{21Э} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_K/I_Э}{I_B/I_Э} = \frac{I_K/I_Э}{(I_Э - I_K)/I_Э} \approx \frac{\alpha_{ст}}{1 - \alpha_{ст}} \approx \beta. \quad (17.33)$$

Модули H -параметров можно определить по статическим входным и выходным характеристикам. Рассмотрим в качестве примера схему с ОЭ. Параметры $H_{11Э}$ и $H_{12Э}$ определяют по входным статическим характеристикам (рис. 17.11, а). Для этого из выбранной рабочей точки A на линейной части характеристики проводят до пересечения с соседней характеристикой две прямые линии: одну – параллельно оси токов AA' , другую – оси напряжения $A'A''$. В полученном характеристическом треугольнике $AA'A''$ катет AA' – приращение тока базы ΔI_B , а катет $A'A''$ – приращение напряжения базы $\Delta U_{БЭ}$. Приращение напряжения коллектора $\Delta U_{КЭ}$ – это разность напряжений, при которых снимались обе характеристики: $\Delta U_{КЭ} = \Delta U_{КЭ2} - \Delta U_{КЭ1}$. Из треугольника $AA'A''$ имеем $H_{11Э} = \Delta U_{БЭ}/\Delta I_B$ и $H_{12Э} = \Delta U_{БЭ}/\Delta U_{КЭ}$ при $U_{КЭ} = 0$.

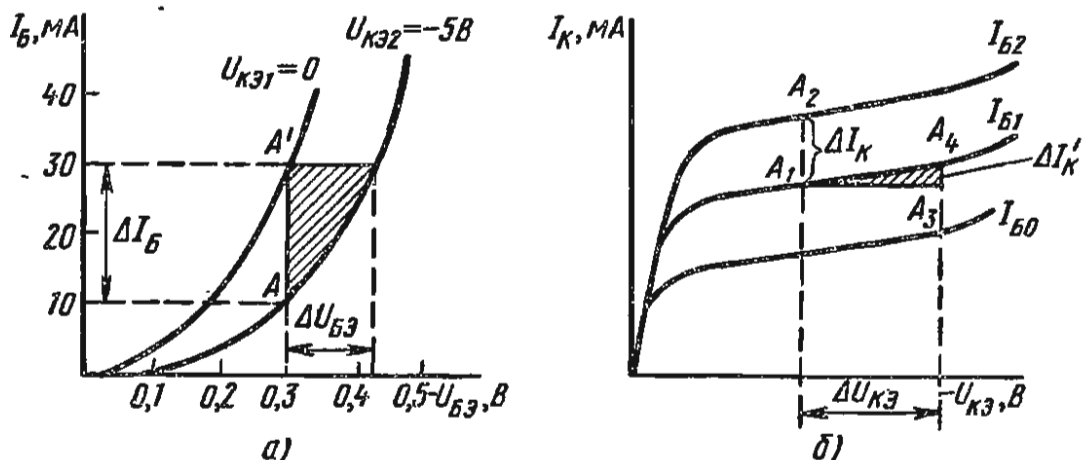


Рис. 17.11

Параметры $H_{21Э}$ и $H_{22Э}$ определяют по выходным статическим характеристикам (рис. 17.11, б). Из рабочей точки A_1 проводят прямую, параллельную оси токов, до пересечения с соседней характеристикой и определяют приращение тока коллектора ΔI_K (отрезок A_1A_2) при $U_{КЭ} = \text{const}$. Приращение тока базы при этом составляет $\Delta I_B = I_{B2} - I_{B1}$, откуда $H_{21Э} = \Delta I_K / \Delta I_B$ при $U_{КЭ} = \text{const}$.

Чтобы определить параметр $H_{22Э}$, из рабочей точки A_1 проводят прямую линию, параллельную оси напряжений, на произвольное расстояние A_1A_3 , равное $\Delta U_{КЭ}$, и определяют значение $\Delta I'_K$, равное отрезку A_3A_4 . В результате $H_{22Э} = \Delta I'_K / \Delta U_{КЭ}$. Значения модулей H -параметров обычно приводят в справочниках, где указывают их усредненные значения. В качестве примера в табл. 17.1 дан порядок значений H -параметров для схем с ОЭ и с ОБ.

Таблица 17.1

Параметр	Схема с ОЭ	Схема с ОБ
H_{11}	Сотни ом — единицы килоом	Десятки ом
H_{12}	$10^{-3} - 10^{-4}$	$10^{-3} - 10^{-4}$
H_{21}	Десятки	0,950 — 0,998
H_{22}	$10^{-3} - 10^{-4}$ См	$10^{-4} - 10^{-5}$ См
$1/H_{22}$	Единицы — десятки килоом	Сотни килоом

Собственные параметры. Транзистор можно характеризовать также физическими параметрами, не зависящими от способа его включения. К ним относятся сопротивления эмиттера $R_Э$, базы $R_Б$ и коллектора $R_К$. Так как сопротивления областей эмиттера и коллектора незначительны, то $R_Э$ и $R_К$ практически представляют собой сопротивления эмиттерного и коллекторного p - n -переходов. Значение $R_Э$ составляет десятки ом, $R_К$ — сотни килоом — единицы мегаом. Сопротивление базы $R_Б$ определяется по поперечному сечению базы и обычно составляет сотни ом.

Частотные параметры. Так как электрические сигналы могут иметь разную частоту, то важно знать, как изменяются с частотой параметры транзистора и в первую очередь коэффициент передачи тока (эмиттера или базы), а также коэффициент усиления по мощности. Знание таких зависимостей позволяет определять пригодность транзистора для работы в схемах с сигналами заданной частоты. При изменении частоты сигнала меняется время диффузии инжектированных в базу носителей заряда. Так, если транзистор имеет структуру p - n -типа и если передается сигнал низкой частоты, то период колебаний усиленного сигнала значительно больше времени диффузии. В этом случае концентрация инжектированных в базу носителей заряда убывает от эмиттерного перехода к коллекторному.

При передаче сигнала высокой частоты период усиленного сигнала становится соизмеримым с временем диффузии и закон изменения концентрации изменяется: в какие-то моменты времени появляются

участки с максимальной концентрацией в середине базы, поэтому диффузия носителей происходит и в сторону эмиттерного перехода. Это вызывает усиление рекомбинации носителей заряда в базе, вследствие чего уменьшается эмиттерная составляющая тока, переданного в коллектор (I_{Kp}), а следовательно, уменьшится коэффициент передачи тока эмиттера α . Инерционность процессов в базе приводит также к фазовому сдвигу между токами $I_{Эр}$ и $I_{Kр}$, поэтому $H_{21Б}$ становится величиной комплексной.

При высоких частотах сигнала наблюдаются фазовые сдвиги между эмиттерным и коллекторным токами вследствие того, что движение носителей через базу в коллектор будет происходить сравнительно медленно и изменения тока коллектора запаздывают по отношению к изменениям тока эмиттера. За счет сдвига фаз будет возрастать переменный ток базы, что снизит коэффициент передачи тока базы β , и коэффициент $H_{21Э}$ при высокой частоте будет также комплексной величиной.

Векторные диаграммы, представленные на рис. 17.12, поясняют рассмотренные явления. С изменением частоты изменяются сопротивления барьерных и диффузионных емкостей переходов, при этом чем выше частота, тем меньше емкостное сопротивление. Барьерные емкости коллекторного и эмиттерного переходов включены параллельно p - n -переходам и примерно одинаковы, но шунтирующее действие коллекторной барьерной емкости больше, чем эмиттерной, так как сопротивление коллекторного перехода значительно выше, чем эмиттерного. Так как через барьерную емкость коллекторного перехода ответвляется часть тока, то ток коллектора уменьшается, а следовательно, уменьшаются коэффициент передачи (усиления) тока и коэффициент усиления по мощности.

С повышением частоты коэффициенты $H_{21Б}$ и $H_{21Э}$ становятся комплексными, изменяются как их модули, так и фазовый угол между входным и выходным токами. Коэффициент усиления по мощности также уменьшается и становится величиной комплексной. Чтобы оценить частотные свойства транзистора и, таким образом, возможность его работы в схеме с сигналами заданной частоты, вводят частотные параметры:

предельную частоту коэффициента передачи тока эмиттера в схеме с ОБ $f_{H_{21Б}}$, на которой модуль

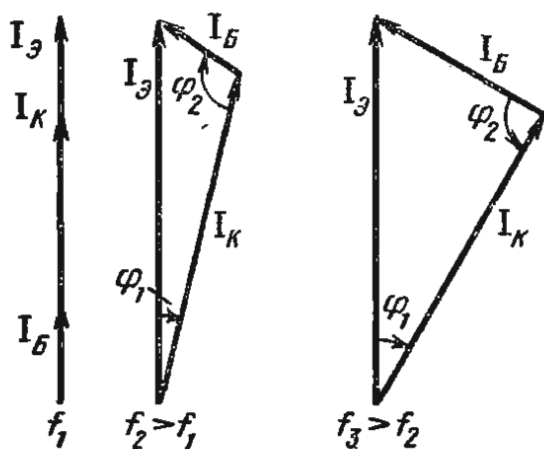


Рис. 17.12

коэффициента передачи тока эмиттера $H_{21Б}$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его значением на низкой частоте. Аналогично этот параметр определяют для схемы с ОЭ;

предельную частоту коэффициента передачи тока базы в схеме с ОЭ $f_{H_{21Э}}$, на которой модуль коэффициента передачи тока базы $H_{21Э}$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его значением на низкой частоте;

граничную частоту передачи тока базы в схеме с ОЭ $f_{гр}$, при которой модуль коэффициента передачи тока базы становится равным единице. Частоту $f_{гр}$ измерять легче, чем предельную частоту $f_{Н21Э}$, поэтому в справочниках обычно приводят значение $f_{гр}$;

максимальную частоту генерации f_{max} , на которой коэффициент усиления по мощности становится равным единице. Этот частотный параметр является особенно важным, так как устанавливает диапазон частот, в котором транзистор будет обладать способностью усиливать сигналы.

Параметры режимов отсечки и насыщения. Рассмотренные статические параметры являются параметрами транзистора в активном режиме. В режиме отсечки параметрами транзистора служат обратные токи коллекторного и эмиттерного переходов $I_{К0}$ и $I_{Э0}$. Ток $I_{К0}$ измеряют при заданном обратном напряжении коллектор — база и разомкнутом выводе эмиттера, ток $I_{Э0}$ — при заданном обратном напряжении эмиттер — база и разомкнутом выводе коллектора.

Статические параметры в режиме насыщения — это напряжения между выводами коллектор — эмиттер при заданных токах базы и коллектора и выводами база — эмиттер при заданных токах базы и коллектора.

§ 17.10. Полевые транзисторы

Полевые транзисторы — это полупроводниковые приборы, усилительные свойства которых обусловлены потоком основных носителей, протекающим через проводящий канал и управляемым электрическим полем.

Полевые транзисторы предназначены для усиления мощности и преобразования электрических колебаний. В полевых транзисторах в образовании выходного тока участвуют носители только одного типа: или дырки, или электроны. Отсюда другое название полевых транзисторов — униполярные. Носители заряда являются основными для активной области полевого транзистора, которую называют каналом. Существует два типа полевых транзисторов: с управляющим p - n -переходом и изолированным затвором МДП.

Транзисторы с управляющим p - n -переходом. Рассмотрим упрощенную структуру и принцип действия транзистора с управляющим p - n -переходом (рис. 17.13, а). Транзистор представляет собой пластину полупроводника n - или p -типа, на гранях которой созданы области противоположного типа электропроводности Z , на границах между которыми образованы p - n -переходы. На торце-

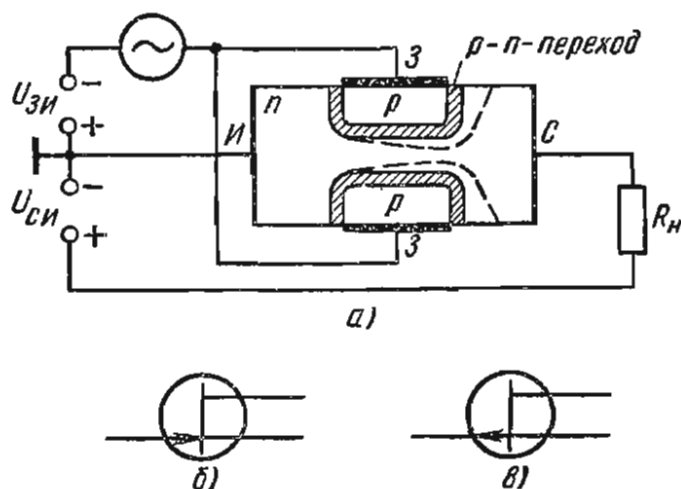


Рис. 17.13

вых сторонах пластины и на областях формируют омические контакты. Контакты областей 3 соединены между собой и образуют общий контакт. От всех трех контактов имеются выводы. Часть объема пластины полупроводника, расположенная между p - n -переходами, является активной частью транзистора — канал транзистора. Контакт, через который носители заряда входят в канал, называют *истоком* (И); контакт, через который носители заряда вытекают, называют *стоком* (С); общий электрод от контактов областей (З) — *затвором*. В дальнейшем будем рассматривать транзистор на основе пластины полупроводника n -типа (рис. 17.13, а) с областями на гранях p -типа.

На оба p - n -перехода подается обратное напряжение смещения $U_{зи}$ (минус на затворе по отношению к истоку). Если бы канал был p -типа, а области на гранях n -типа, то полярность была бы обратной. При изменении $U_{зи}$ изменяются ширина p - n -перехода, а следовательно, и сечение канала и его электрическое сопротивление. Таким образом, $U_{зи}$ управляет сопротивлением канала.

Если между истоком и стоком включить источник напряжения $U_{си}$ так, чтобы потенциал стока был положительным относительно истока, то через канал начнется дрейф основных для канала носителей заряда (электронов) от истока к стоку, т. е. через канал будет проходить ток I_C (направление тока от стока к истоку). Включение источника $U_{си}$ влияет и на ширину p - n -переходов, так как напряжение на p - n -переходе оказывается разным около стока и истока. Потенциал канала меняется по его длине: потенциал истока равен нулю, повышаясь в сторону стока, потенциал стока равен $U_{си}$. Напряжение смещения на p - n -переходе вблизи истока равно $|U_{зи}|$, вблизи стока $|U_{зи}| + U_{си}$, т. е. ширина p - n -перехода больше со стороны стока, а сечение канала и, следовательно, сопротивление его наименьшие вблизи стока (пунктирная линия на рис. 17.13, а).

Таким образом, током через канал можно управлять путем изменения напряжений $U_{зи}$ (изменяет сечение канала) и $U_{си}$ (изменяет ток и сечение по длине канала).

Рассмотрим, какие критические значения могут принимать напряжения, при которых изменяется режим работы транзистора.

Обратное напряжение смещения $U_{зи}$, при котором наступает режим отсечки и транзистор оказывается запертым (ток через него не протекает, $I_C = 0$), называют *напряжением отсечки* $U_{зиотс}$. При этом значении напряжения p - n -переходы смыкаются и поперечное сечение канала становится равным нулю.

Напряжение на стоке, при котором суммарное напряжение $|U_{зи}| + U_{синас}$ становится равным напряжению отсечки $U_{зиотс}$, называют *напряжением насыщения* $U_{синас}$. Отсюда

$$U_{синас} = |U_{зиотс}| - |U_{зи}|. \quad (17.34)$$

Режим, когда $U_{си} \geq U_{синас}$, называют *режимом насыщения*. В этом режиме почти прекращается рост тока I_C , несмотря на увеличение напряжения $U_{си}$. Это объясняется тем, что одновременно увеличивается обратное напряжение на затворе $U_{зи}$ (17.34), вследствие чего канал

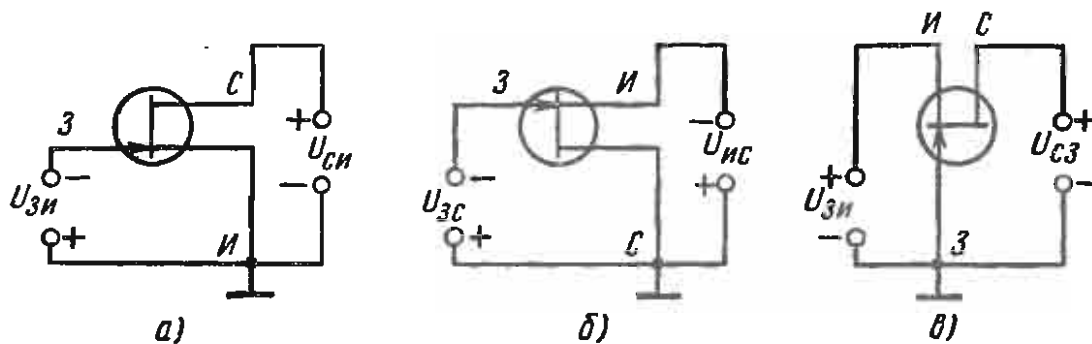


Рис. 17.14

сужается, что уменьшает ток I_C . И в результате ток I_C почти не изменяется.

Сравнивая оба режима, можно заключить, что в режиме отсечки сопротивление канала стремится к бесконечности и при $R_K = \infty$ ток $I_C = 0$, а в режиме насыщения дифференциальное сопротивление $R_{K \text{ диф}} = dU_{СИ}/dI_C \rightarrow \infty$, а ток I_C с ростом $U_{СИ}$ остается без изменения.

На рис. 17.13, б, в показано обозначение транзисторов с управляющим p - n -переходом с каналом n - и p -типа соответственно. Полевые транзисторы, как и биполярные, имеют три схемы включения (рис. 17.14): с общим истоком (ОИ) (а), общим стоком (ОС) (б) и с общим затвором (ОЗ) с каналом n -типа (в). Основной схемой включения является схема с ОИ (см. рис. 17.13, а).

Основными статическими характеристиками транзистора с управляющим p - n -переходом являются выходные (стокосые) и характеристики прямой передачи (стокозатворные). *Стокосые характеристики* — это зависимости $I_C = f(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ} = \text{const}$ (рис. 17.15). С повышением $U_{СИ}$ ток I_C увеличивается почти прямолинейно и при достижении $U_{СИ} = U_{СИ \text{ нас}}$ (точки n) рост I_C прекращается. Насыщение наступает при тем меньших значениях $U_{СИ}$, чем больше $|U_{ЗИ}|$.

На рис. 17.16 показано семейство характеристик прямой передачи зависимости $I_C = f(U_{ЗИ})$ при $U_{СИ} = \text{const}$.

В динамическом режиме на работу транзистора существенное влияние оказывают зарядные емкости p - n -переходов: входная $C_{ЗИ}$ и проходная

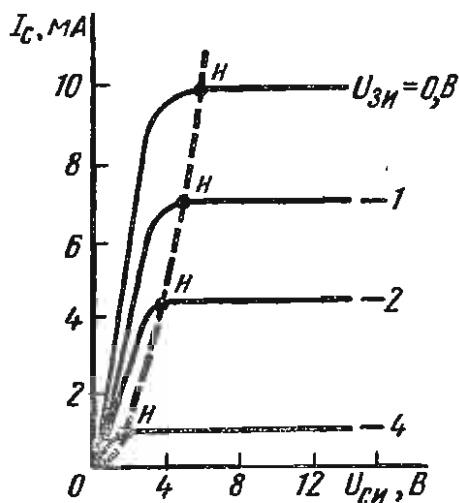


Рис. 17.15

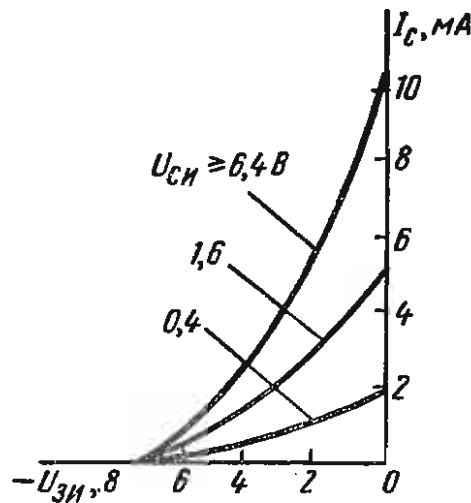


Рис. 17.16

C_{3C} . *Входная емкость* — это часть барьерной емкости p - n -перехода между затвором и истоком, а *проходная* — часть барьерной емкости p - n -перехода между затвором и стоком. Кроме того, учитывают емкость между истоком и стоком $C_{СИ}$. Эти емкости заряжаются через сопротивления каналов. Зарядка — разрядка емкостей происходит мгновенно, что и обуславливает инерционность прибора, а следовательно, влияет на частотные свойства полевых транзисторов. Отметим, что так как (в отличие от биполярных транзисторов) работа полевых транзисторов не связана с инжекцией неосновных носителей заряда и их движением к коллектору, то они свободны от влияния этих факторов на их частотные свойства.

Основными параметрами транзисторов с управляющим p - n -переходом являются:

крутизна стокзатворной характеристики, представляющая собой отношение изменения тока стока к изменению напряжения на затворе при коротком замыкании по переменному току на выходе транзистора в

схеме с ОИ $S = \left. \frac{dI_C}{dU_{3И}} \right|_{U_{СИ} = \text{const}}$. Крутизна характеризует управляющее

действие затвора. Как правило, ее измеряют при $U_{3И} = 0$ и $U_{СИ} = U_{СИ\text{нас}}$ по характеристике прямой передачи. Значения S обычно составляют несколько миллиампер на вольт;

входное дифференциальное сопротивление

$$R_{\text{вх. диф}} = \left. \frac{dU_{3И}}{dI_3} \right|_{U_{СИ} = \text{const}},$$

где I_3 — ток затвора, вызванный движением неосновных носителей через p - n -переход. Так как концентрация неосновных носителей в канале (p_n) и в p -областях (n_p) невелика, то обратный ток мал и почти не зависит от напряжения $|U_{3И}|$. Поэтому $R_{\text{вх. диф}}$ очень велико и составляет $10^8 - 10^{10}$ Ом;

выходное дифференциальное сопротивление (дифференциальное сопротивление цепи стока)

$$R_{\text{вых. диф}} = \left. \frac{dU_{СИ}}{dI_C} \right|_{U_{3И} = \text{const}}.$$

Это сопротивление равно $10^5 - 10^7$ Ом;

напряжение отсечки $U_{3И\text{отс}}$, т. е. напряжение на затворе при $I_C = 0$ и $U_{СИ} = 0$;

междуэлектродные емкости: $C_{3И}$ — затвор — исток, C_{3C} — затвор — сток, $C_{СИ}$ — сток — исток. Эти емкости измеряют при разомкнутых по переменному току остальных выводах.

Транзисторы с изолированным затвором. Транзисторы этого типа называют также МДП-транзисторами (металл — диэлектрик — полупроводник) или МОП-транзисторами (если в качестве диэлектрика используют окисел — чаще всего диоксид кремния SiO_2). МДП-транзисторы бывают двух типов: со встроенным каналом и с индуцированным.

Основу МДП-транзистора со встроенным каналом (рис. 17.17, а)

составляет слабо насыщенную примесью пластина (подложка) полупроводника с электропроводностью n - или p -типа (на рисунке n -Si), в которой созданы две сильно насыщенные примесью области противоположного типа электропроводности (на рисунке p^+). Расстояние между p^+ -областями ~ 1 мкм. Они соединены тонким слоем полупроводника того же типа электропроводности, что и p^+ -области, но этот слой слабо насыщен примесью (p -канал). Поверхность пластины полупроводника покрыта слоем диэлектрика толщиной $\sim 0,1$ мкм. На слой диэлектрика над каналом нанесен металлический контакт – затвор 3. Области p^+ также имеют металлические контакты, один из которых называют истоком И, другой – стоком С. Обычно для пластины полупроводника используют кремний, а в качестве диэлектрика – пленку диоксида кремния, выращенную на поверхности кремния путем окисления его при высокой температуре.

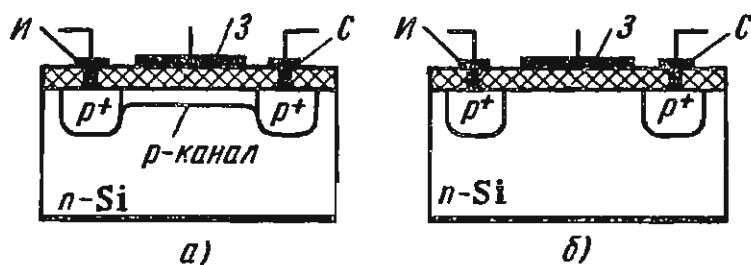


Рис. 17.17

На рис. 17.18 показаны схемы включения МДП-транзистора: a – с общим истоком (ОИ); b – с общим стоком (ОС); $в$ – с общим затвором (ОЗ) (полярность выводов на рисунке не показана, так как она зависит от режима работы).

Принцип работы МДП-транзистора со встроенным каналом рассмотрим на примере схемы с ОИ (рис. 17.18, a). В полупроводнике у его поверхности в электрическом поле происходит обеднение или обогащение приповерхностного слоя носителями заряда, что зависит от направления электрического поля в канале транзистора. Это направление электрического поля определяется знаком потенциала на затворе относительно пластины. Если на затвор подан положительный потенциал $U_{зи}$, электрическое поле будет выталкивать дырки из канала и канал обеднится основными носителями (дырками), а проводимость канала уменьшится. Если на затвор подан отрицательный потенциал, то дырки начнут втягиваться в канал и обогащать его основными носителями, проводимость канала увеличится. В первом случае транзистор работает в режиме обеднения, во втором случае – в режиме обогащения. Если исток и сток подсоединить к источнику питания $U_{си}$, то начнется дрейф дырок через канал, т. е. через канал пройдет ток стока I_C , значение которого зависит как от $U_{си}$, так и от $U_{зи}$. При прохождении

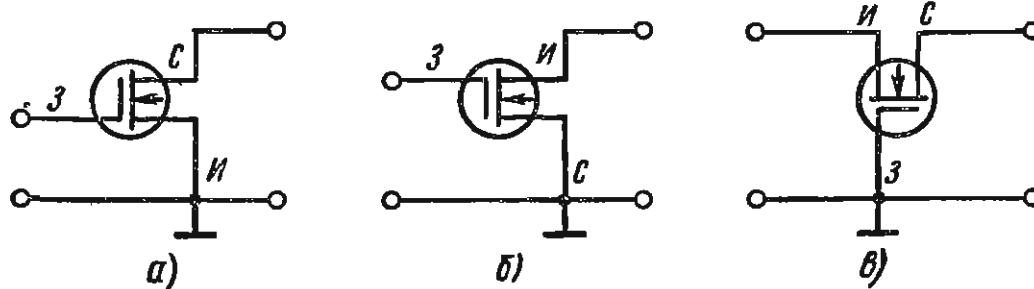


Рис. 17.18

тока в канале создается падение напряжения. Потенциал истока равен нулю, а потенциал стока равен $-U_{СИ}$ (как и в транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом). На границе пластины n -типа с областями p -типа и каналом p -типа образуется $p-n$ -переход, который смещен в обратном направлении. Так как в МДП-транзисторах затвор изолирован от полупроводника пленкой диэлектрика, то эти транзисторы могут работать как при положительном, так и при отрицательном напряжении $U_{ЗИ}$.

Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом p -типа показаны на рис. 17.19: выходные (стоквые) — на рис. 17.19, а, характеристика передачи (стокзатворная) — на рис. 17.19, б; для режима обеднения — область I, обогащения — область II.

В МДП-транзисторах с индуцированным каналом (см. рис. 17.17, б) канал не создается в процессе изготовления, а образуется под воздействием электрического поля. Если к транзистору с ОИ подключить напряжение $U_{СИ}$, по цепи стока пойдет обратный ток $p-n$ -перехода, значение которого очень мало. При подключении в цепь затвора напряжения $U_{ЗИ}$ так, чтобы потенциал затвора относительно истока и пластины был обязательно отрицательным (для транзистора на рис. 17.17, б), под действием электрического поля под затвором приповерхностный слой пластины полупроводника обеднится.

Если $U_{ЗИ}$ достигнет определенного значения, называемого *пороговым* ($U_{ЗИ} = U_{ЗИ\text{пор}}$), то слой полупроводника под затвором настолько обеднится, что произойдет его *инверсия*: образуется канал p -типа, который соединит обе области p -типа. Если $U_{СИ} \neq 0$, по каналу потечет ток стока. Изменяя напряжение на затворе $U_{ЗИ} \geq U_{ЗИ\text{пор}}$, можно менять толщину и поперечное сечение канала и тем самым его сопротивление, а следовательно, и ток стока I_C . На значение I_C влияет также напряжение $U_{СИ}$. При этом изменяется и форма канала.

Семейство выходных статических характеристик (рис. 17.20, а) аналогично семейству выходных характеристик транзистора с управляющим $p-n$ -переходом. Однако характеристика для $U_{ЗИ} = 0$ в этом случае отсутствует, так как канал индуцируется при $U_{ЗИ} > U_{ЗИ\text{пор}}$. Характеристики передачи (рис. 17.20, б) $I_C = f(U_{ЗИ})$ при $U_{СИ} = \text{const.}$ Они сдвинуты относительно нуля координат на $U_{ЗИ\text{пор}}$.

Параметры МДП-транзисторов те же, что и для транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом. В качестве параметра используют также

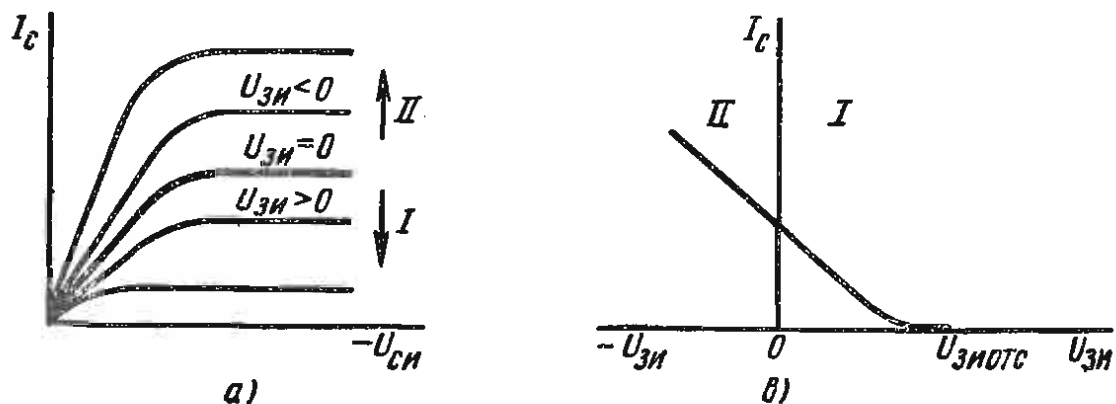


Рис. 17.19

крутизну характеристики по подложке:

$$S_{\Pi} = \left. \frac{dI_{C_{\text{нас}}}}{dU_{\Pi}} \right|_{\substack{U_{\text{ЗИ}} = \text{const.} \\ U_{\text{СИ}} = \text{const.}}}$$

с помощью которого учитывается влияние напряжения на пластине на ток стока. Обычно $S_{\Pi} < S$.

На рис. 17.21, а, в даны условные обозначения МДП-транзистора с встроенным *n*- и *p*-каналом, на рис. 17.21, б, г — с индуцированным *n*- и *p*-каналом.

МДП-транзисторы с индуцированным каналом используют чаще, чем транзисторы с встроенным каналом. Существенно то, что при отсутствии сигнала на входе они находятся в закрытом состоянии и не потребляют мощности от источника питания.

Применение полевых транзисторов. Полевые транзисторы нашли широкое применение в радиоэлектронике. МДП-транзисторы имеют очень высокое входное сопротивление ($R_{\text{вх}} \geq 10^{14}$ Ом, иногда до 10^{17} Ом). Транзисторы с управляющим *p-n*-переходом имеют более низкое входное сопротивление (до 10^{11} Ом при комнатной температуре). Кроме того, параметры МДП-транзисторов меньше зависят от температуры, чем биполярные (так как принцип их работы основан на использовании только основных носителей). Полевые транзисторы могут работать при низких температурах (вплоть до близких к абсолютному нулю), имеют высокую стабильность параметров во времени при воздействии различных внешних факторов, обладают высокой радиационной устойчивостью (на порядок больше, чем кремниевые биполярные), что важно при использовании транзисторов в космической технике и низким уровнем шумов в области частот до 10 Гц. Коэффициент шума составляет $\sim 0,1$ дБ при сопротивлении источника сигнала ~ 1 МОм.

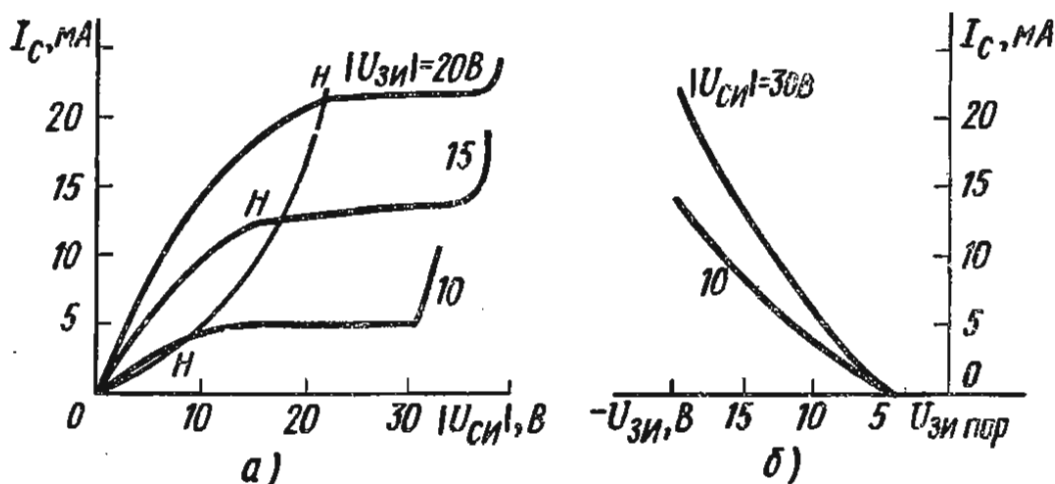


Рис. 17.20

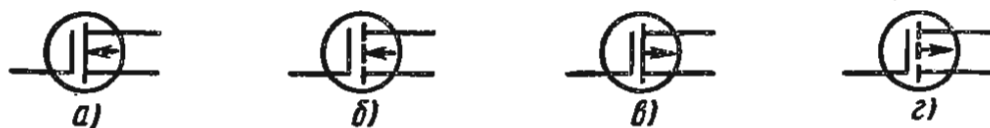


Рис. 17.21

Полевые транзисторы просты в изготовлении, поэтому выход годных приборов выше, чем биполярных. При использовании их в интегральных микросхемах удается получать высокую плотность расположения элементов (на порядок выше, чем в схемах на биполярных транзисторах). В монолитных интегральных схемах на МДП-транзисторах их можно использовать в качестве резисторов (МДП-транзисторы, работающие на ненасыщенных участках статических характеристик). Полевые транзисторы применяют в логических схемах, так как большие матрицы из этих элементов располагаются очень компактно. Их широко используют в цифровых вычислительных машинах.

Однако, несмотря на целый ряд преимуществ полевых транзисторов перед биполярными, они не могут заменить их полностью. Это, в частности, связано с малым коэффициентом усиления полевых транзисторов. Рабочий диапазон частот полевых транзисторов значительно меньше, чем биполярных: их чаще всего используют до частот в несколько мегагерц.

В гибридных микросхемах совместно используются и полевые, и биполярные транзисторы, что позволяет создавать схемы с улучшенными свойствами. Полевые транзисторы применяют в схемах усилителей, генераторов, переключателей.

§ 17.11. Фотоэлектрические и излучающие полупроводниковые приборы

Фотоэлектрическими называют такие приборы, в которых лучистая энергия преобразуется в электрическую.

Принцип действия полупроводниковых фотоэлектрических приборов основан на использовании внутреннего фотоэффекта, суть которого заключается в следующем. Лучистая энергия излучается в виде квантов света (*фотонов*) с энергией $W = h\nu$, где h — постоянная Планка, ν — частота излучения. Под воздействием этой энергии в чистых полупроводниках (и в меньшей степени в диэлектриках) энергия части валентных электронов может увеличиться настолько, что они смогут преодолеть запрещенную зону и перейти в зону проводимости. В примесных полупроводниках *n*-типа под воздействием лучистой энергии электроны с донорных уровней могут перейти в зону проводимости, а в полупроводниках *p*-типа дырки с акцепторных уровней — в валентную зону (т. е. фактически валентные электроны перейдут на акцепторные уровни). Для того чтобы электроны чистого полупроводника могли преодолеть запрещенную зону, необходимо сообщить им энергию, большую энергии активации собственной электропроводности ΔW_a или в крайнем случае равную ей, т. е. нужно выполнить условие возникновения фотоэффекта $h\nu \geq \Delta W_a$. В примесных полупроводниках электронам нужно сообщить энергию большую (или равную), чем энергия ионизации $\Delta W_{и}$, т. е. $h\nu \geq \Delta W_{и}$.

Полупроводник при этом приобретает добавочную проводимость, которая называется *фотопроводимостью*. Отметим, что проводимость,

обусловленная тепловым возбуждением носителей заряда, называется также *темновой проводимостью*. Когда энергия фотона равна энергии активации (энергии ионизации для примесных полупроводников), ее называют *порогом фотоэффекта*. Длину волны λ_0 , соответствующую минимальной частоте ν_0 ($h\nu_0 = \Delta W_a$), называют *красной границей внутреннего фотоэффекта*. При этом ν [Гц] = $3 \cdot 10^{14} / \lambda_0$, где λ_0 — в мкм.

Для разных полупроводников значения λ_0 различны. Так, для германия $\lambda_0 \approx 1,7$ мкм, т. е. граница фотоэффекта лежит в инфракрасной области.

Фоторезисторы — полупроводниковые приборы, которые имеют два контакта и электрическое сопротивление которых изменяется в зависимости от интенсивности и спектрального состава падающего излучения.

На рис. 17.22 показаны схема устройства фоторезистора (а) и его условное обозначение (б). Пластины светочувствительного полупроводникового материала 4 закрепляют на подложке 1 из непроводящего материала (стекла, керамики, кварца), к полупроводнику крепят токоведущие электроды 2, изготовленные из некорродирующих материалов (серебра, золота, платины). Чаще всего чувствительные элементы помещают в пластмассовый или металлический корпус, который имеет отверстие для пропускания света 3. Часть светочувствительной полупроводниковой пластины между металлическими контактами является рабочей. В качестве светочувствительного материала в основном используют полупроводниковые соединения: сульфид или теллурид кадмия, сернистый свинец, антимонид индия. Промышленностью выпускается большое количество типов фоторезисторов в различном конструктивном исполнении.

При подключении фоторезистора к источнику питания в электрической цепи проходит небольшой ток I_T , называемый *темновым*. При освещении фоторезистора ток в цепи возрастает за счет фототока, обусловленного внутренним фотоэффектом. Вольт-амперная характеристика, т. е. зависимость фототока от приложенного напряжения при постоянном световом потоке Φ , практически линейна (рис. 17.23). Параметры фоторезисторов, как и других полупроводниковых приборов, существенно зависят от температуры.

Фоторезисторы инерционны, что обусловлено конечным временем генерации и рекомбинации носителей заряда при изменении освещен-

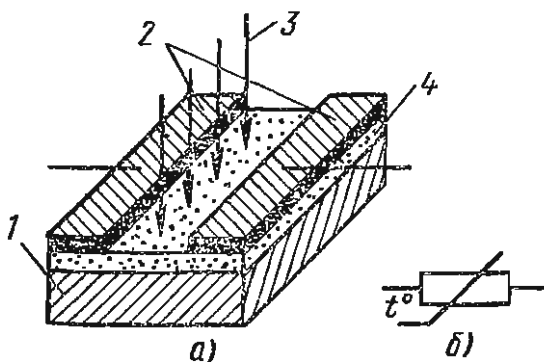


Рис. 17.22

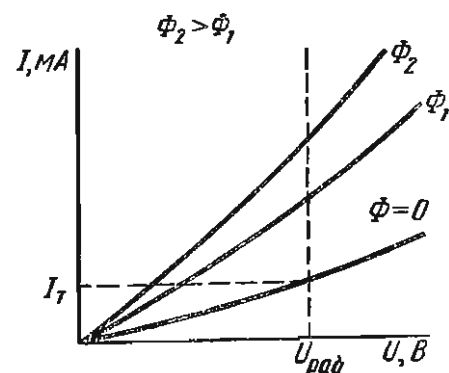


Рис. 17.23

ности, вследствие чего фототок не успевает следовать за изменением освещенности. Это является их недостатком. Однако фоторезисторы просты по конструкции, их масса мала, они стабильны в работе, имеют практически неограниченный срок службы. Фоторезисторы широко применяют в различных схемах автоматики, контроля, измерения.

Фотодиоды — это полупроводниковые фотоэлектрические приборы с одним $p-n$ -переходом и двумя контактами, принцип действия которых основан на использовании внутреннего фотоэффекта.

Устройство фотодиодов подобно устройству обычных диодов (рис. 17.24, а), но в корпусе 2 (если он металлический), в который помещен диод, имеется стеклянное окно 1, через которое на диод падает свет. Стекло окна прозрачно для той части спектра, к которой должен быть чувствителен активный элемент фотодиода. Если корпус пластмассовый, полимерный материал должен быть прозрачным для нужной части спектра. Обычно свет направляют перпендикулярно плоскости $p-n$ -перехода (реже — параллельно). Условное обозначение фотодиода дано на рис. 17.24, б.

В качестве полупроводниковых материалов используют германий, кремний, селен, арсенид индия, сульфид кадмия и др. Фотодиод может работать в режиме *фотогенератора* и в режиме *фотопреобразователя*. В первом случае под действием света на зажимах фотодиода создается фото-э. д. с. Такие фотодиоды называют *полупроводниковыми фотоэлементами*. Во втором случае в цепь фотодиода включают источник питания, создающий обратное смещение $p-n$ -перехода (рис. 17.25). Если фотодиод не освещен, он ведет себя как обычный диод, через него проходит обратный ток, образованный неосновными носителями заряда областей p и n (в данном случае его можно назвать темновым). Если на фотодиод падает свет, то вследствие внутреннего фотоэффекта в обеих областях фотодиода генерируются пары носителей заряда. Неосновные носители заряда, для которых поле $p-n$ -перехода является ускоряющим, могут легко преодолеть $p-n$ -переход и попасть в смежную область (дырки n -области — в область p , а электроны p -области — в область n) и тем самым

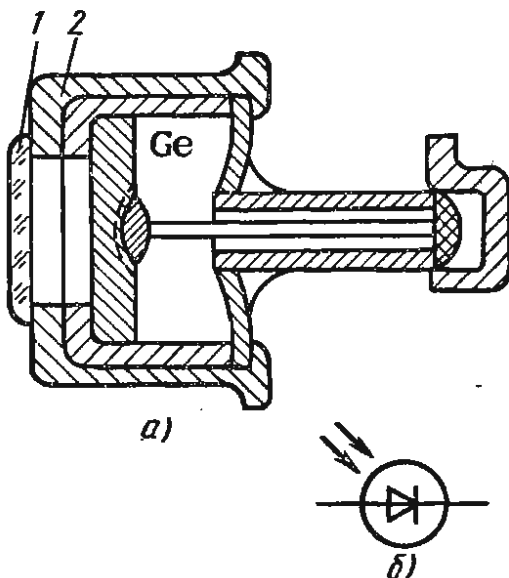


Рис. 17.24

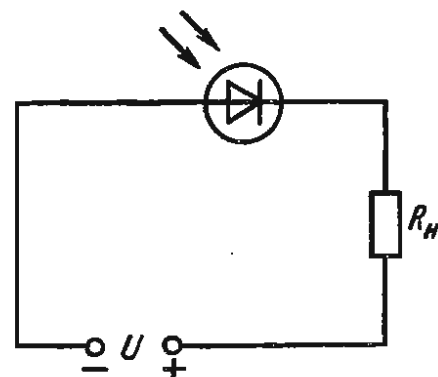


Рис. 17.25

внести свой вклад в общий ток неосновных носителей заряда фотодиода. Ток неосновных носителей, вызванный освещением, не зависит от напряжения, приложенного к p - n -переходу, он пропорционален световому потоку и называется *световым током* или *фототоком*. При этом следует отметить, что одновременно с процессом генерации пар носителей заряда происходит и их рекомбинация. Поэтому достигнут p - n -перехода и перейдут через него только те носители, диффузионная длина которых L больше ширины области p или n . Кроме того, интенсивность света уменьшается по глубине облучаемого тела, поэтому генерация пар носителей происходит в основном на внешней облучаемой поверхности. Если ширина облучаемой области меньше диффузионной длины дырок, что соответствует реальным структурам фотодиодов, фототок в фотодиоде будет обусловлен движением дырок области p .

На рис. 17.26 представлена вольт-амперная характеристика фотодиода $I_\Phi = f(U)$ для различных значений светового потока Φ . Характеристика при $\Phi = 0$ представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики диода, т. е. характеристику темнового потока. Отношение фототока I_Φ к вызвавшему его световому потоку Φ называют *фоточувствительностью*:

$$S_\Phi = \frac{I_\Phi}{\Phi}.$$

Чувствительность кремниевых фотодиодов равна 3 мА/лм, германиевых — 20 мА/лм, сернисто-серебряных — 10–15 мА/лм. Фотодиоды обладают значительной инерционностью из-за конечного времени диффузии носителей заряда к p - n -переходу и прохождения их через область объемного заряда в p - n -переходе. Кроме того, на инерционность влияет также время зарядки емкости p - n -перехода. Частотные характеристики фотодиодов зависят от материалов, из которых они выполнены, а также от толщины и площади p - n -перехода. Менее инерционны германиевые и кремниевые диоды. Существенным недостатком фотодиодов является зависимость их параметров от температуры.

Фототранзистор — это полупроводниковый фотоэлектрический прибор с двумя p - n -переходами.

Устройство и принцип действия фототранзистора такие же, как и биполярного транзистора. Часто фототранзистор имеет два вывода от эмиттера и коллектора. Внешняя часть базы является фоточувствительной поверхностью, поэтому эмиттер обычно имеет небольшие размеры. В корпусе имеется окно для пропускания света. Одна из структур фототранзистора и схема его включения показаны на рис. 17.27, а, б соответственно.

При отсутствии освещения в цепи фототранзистора проходит небольшой темновой ток. При освещении светочувствительной поверхности (на рис. 17.27, а базы n -типа) в ней генерируются пары носителей заряда. Неосновные носители заряда базы (дырки) через коллекторный переход переходят в коллектор и обратный ток перехода увеличивается на ток, образованный дырками базы (часть фототока, аналогичная фототоку диода). Однако в фототранзисторе в отличие от фотодиода

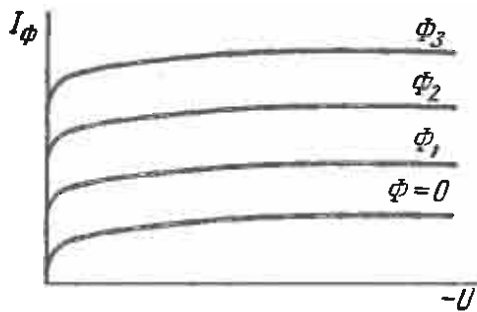


Рис. 17.26

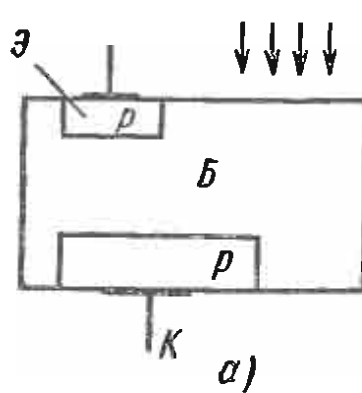
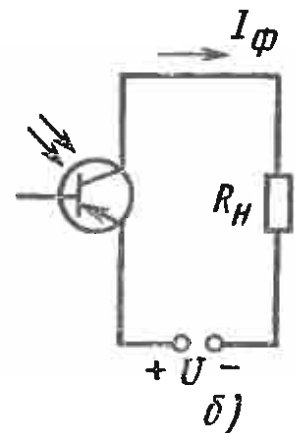


Рис. 17.27



имеется вторая составляющая фототока: уход дырок из базы приводит к образованию в ней нескомпенсированного отрицательного объемного заряда и к снижению потенциального барьера эмиттера, в результате чего увеличивается число дырок, инжектируемых эмиттером в базу, а следовательно, и число дырок, переходящих из базы в коллектор.

Чувствительность фототранзистора, таким образом, значительно выше чувствительности фотодиода. Вольт-амперные характеристики фототранзистора с оборванной базой аналогичны выходным характеристикам биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ (рис. 17.28). Основным параметром прибора является световой поток Φ . Частотные характеристики фототранзисторов хуже, чем для фотодиодов, из-за инерционности эмиттерного перехода за счет его емкости. Параметры фототранзисторов существенно зависят от температуры.

Светодиоды – это излучающие полупроводниковые приборы с одним p - n -переходом, преобразующие электрическую энергию в энергию некогерентного светового излучения.

В основе принципа действия светодиодов лежит свойство излучательной рекомбинации – излучения квантов света при рекомбинации пар электрон – дырка. Рекомбинация наблюдается, если p - n -переход включен в прямом направлении. Рекомбинация будет излучательной не всегда. В ряде случаев вся энергия, приложенная к переходу, передается атомам решетки, т. е. имеет место безызлучательная, или тепловая, рекомбинация. Так, в германиевых переходах электрическая энергия выделяется почти полностью в виде тепловой.

В качестве полупроводниковых материалов светодиодов обычно используют двойные и тройные соединения. Диоды красного, желтого и зеленого свечения изготавливают на основе фосфида галлия, с фиолетовым свечением – на основе карбида кремния и т. д. Конструктивно светодиоды могут быть плоскими и полусферическими. В светодиодах p - n -переходы создают методами сплавления или диффузии.

На рис. 17.29 в качестве примера показана упрощенная конструкция светодиода. Диод, представляющий собой монокристалл n -типа 1, в котором создан p - n -переход, помещен в корпус – стеклянную линзу 2, пропускающую излучаемый свет. От областей n - и p -типа сделаны выводы 3 из некорродирующего металла (серебра, золота).

Светодиоды имеют малые габариты и массу, низкое потребление

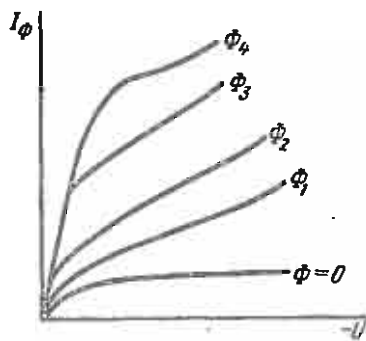


Рис. 17.28

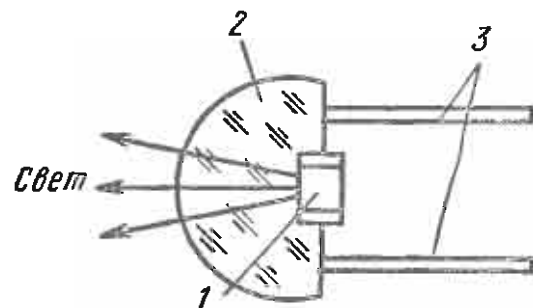


Рис. 17.29

мощности, высокую стабильность и большой срок службы. Инерционность светодиодов мала, она составляет десятимиллионные и стомиллионные доли секунды. Светодиодам можно придавать различную форму, а также располагать их на одном кристалле в виде черточек. В этом случае, включая те или иные сегменты, можно получать любую цифру от 0 до 9. Поэтому они находят широкое применение в световых табло, в счетно-решающих машинах для ввода – вывода цифровой и буквенной информации. Особо важное значение имеет применение светодиодов в оптоэлектронике.

§ 17.12. Оптоэлектронные устройства

Оптоэлектроника – это область электроники, охватывающая вопросы теории и практического применения методов преобразования оптических (световых) сигналов в электрические и наоборот в системах передачи, обработки и хранения информации.

Оптоэлектроника – сравнительно новое перспективное научно-техническое направление. В оптоэлектронных устройствах переработка сигналов осуществляется с помощью приборов, работа которых основана на электронных и фотонных процессах, т. е. элементами оптоэлектронных устройств являются фотоэлектрические приборы, а связь между элементами оптическая. В таких устройствах практически устранена гальваническая связь между входными и выходными цепями и до минимума сведена обратная связь между входом и выходом. Комбинации элементов позволяют создавать оптоэлектронные устройства с различным функциональным назначением.

Простейшим оптоэлектронным устройством является *оптрон*, который имеет две пары зажимов: входные соединены с фотоизлучающим прибором – светодиодом, выходные – с фотоприемником (например, с фотодиодом). При этом входная и выходная цепи гальванически не связаны между собой. На рис. 17.30 показана принципиальная схема усилителя на оптроне с оптической связью. В выходную цепь включен нагрузочный резистор $R_{н}$, с которого снимается усиленный сигнал. Питание осуществляется от источника напряжения U . Напряжение входного электрического сигнала $U_{вх}$ подается на входные зажимы светодиода 1, под воздействием сигнала светодиод излучает световую энергию,

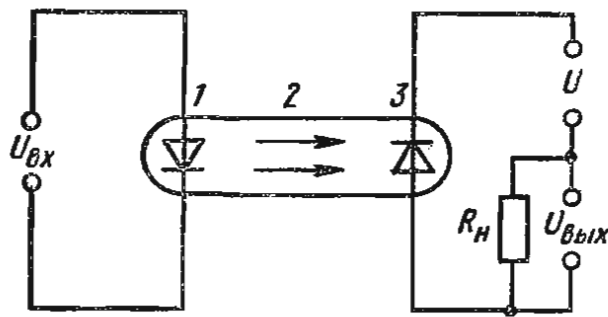


Рис. 17.30

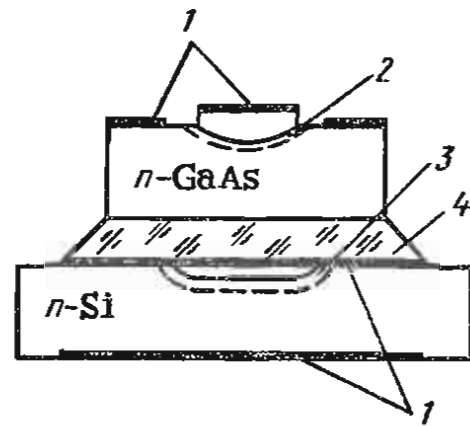


Рис. 17.31

которая по каналам оптической связи 2 поступает на вход фотоприемника 3. Фототок, проходя через резистор нагрузки, создает на нем падение напряжения $U_{\text{вых}}$, которое и является усиленным входным сигналом.

При создании оптоэлектронных устройств необходимо сопрягать фотоизлучатели и фотоприемники так, чтобы спектральная полоса излучения перекрывалась спектром фоточувствительности. Эффективную оптическую связь между элементами оптрона осуществляют с помощью средств волоконной оптики, а именно с помощью тонких нитей из прозрачного материала, сигнал по которым передается по сложной траектории на основе эффекта полного внутреннего отражения. С помощью волокон можно производить поэлементную передачу изображения с высокой разрешающей способностью.

Эффективность светопередачи зависит от качества оптических контактов между излучающим элементом и световодом, световодом и фотоприемником. Эта задача решается путем применения стекол с высоким коэффициентом преломления (свинцовых или селеновых). Наименьшее внутреннее отражение можно обеспечить за счет создания излучающих устройств со сферической поверхностью, но в технологии микросхем, где используются элементы планарной конфигурации, наиболее пригодны устройства плоской конструкции (рис. 17.31).

На рис. 17.31 показана схема оптрона с плоской конструкцией, в котором оптический канал 4 между светоизлучателем 2 и фотоприемником 3 выполнен из селенового стекла. На рисунке 1 — омические контакты.

На рис. 17.32 представлена схема *оптотранзистора* с прямой оптической связью. Эмиттерный переход включен в прямом направлении. За счет рекомбинационных процессов он излучает свет. Коллектор включают в обратном направлении. Излучение с эмиттерного перехода поглощается в области коллекторного перехода,

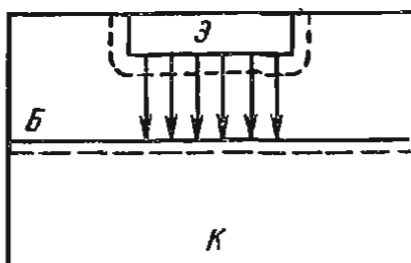


Рис. 17.32

в результате в коллекторе и во внешней цепи проходит ток. Для работы оптотранзистора необходимо, чтобы в базе не поглощалось излучение, испускаемое эмиттерным *p-n*-переходом. Для электрической изоляции входной и выходной цепей в базе параллельно с *p-n*-переходами создают высокоомный слой.

Опtotранзистор имеет высокое быстродействие по сравнению с обычными транзисторами. Кроме того, в нем нет гальванической связи между входной и выходной цепями. Прямая оптическая связь обеспечивает отсутствие отражения, которое может существовать на границах между фотоизлучателем и фотоприемником.

§ 17.13. Общие сведения о микроэлектронике

Все увеличивающиеся требования к электронным устройствам привели к созданию нового быстро и эффективно развивающегося научно-технического направления — микроэлектроники.

Микроэлектроника — это область электроники, которая охватывает комплекс проблем по созданию электронных устройств в микроминиатюрном интегральном исполнении.

Элементной базой микроэлектроники являются интегральные микросхемы.

Интегральная микросхема (ИМС) — это микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигнала (или накопления информации) и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов (или элементов компонентов) и (или) кристаллов, которое с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации рассматривается как единое целое.

Основная особенность ИМС состоит в том, что она выполняет законченную, как правило, весьма сложную функцию и может быть усилителем, триггером, счетчиком и др., тогда как для выполнения той же функции на электронных (дискретных) приборах требуется собрать соответствующую схему. ИМС содержит элементы и компоненты.

Элементом ИМС называют ее часть, которая выполняет функцию электронного элемента (диода, транзистора, конденсатора, резистора) и конструктивно неотделимую от ИМС.

Компонентом ИМС называется та ее часть, которая выполняет функцию электронного элемента, но перед монтажом является самостоятельным изделием.

Под кристаллом в микроэлектронике понимают готовый полупроводниковый прибор и микросхему без внешних выводов и корпуса.

ИМС обладают высокой степенью надежности, что обеспечивается технологией их изготовления и малым числом внутренних соединений. Стоимость ИМС значительно ниже стоимости аналогичных изделий на дискретных элементах, так как изготовление различных элементов производится в едином технологическом цикле и число операций не превышает числа операций при изготовлении одного дискретного элемента, например транзистора. ИМС имеют малые массу и размеры, а также малое потребление энергии.

Классифицируют ИМС по различным признакам: по функциональному назначению — цифровые, аналоговые (линейные), аналого-цифровые; по характеру выполняемой функции — усилители, генераторы (мультивибра-

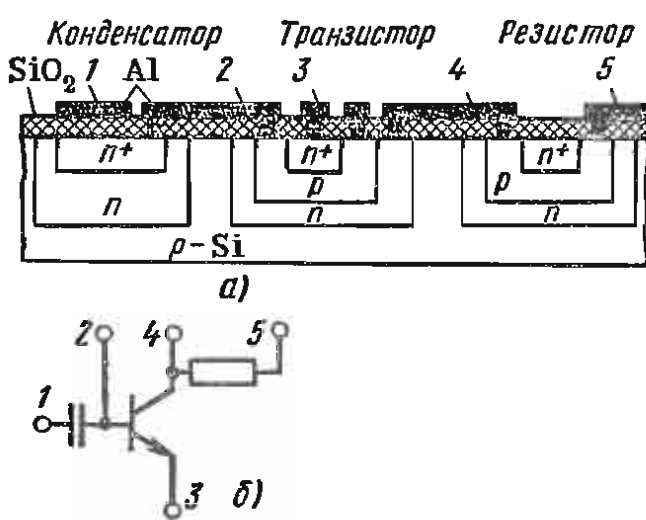


Рис. 17.33

которого сформированы области, эквивалентные элементам электрической схемы, изоляции и межсоединения. В качестве полупроводника обычно используют кремний, он является несущей частью конструкции и называется *подложкой*. Пример структуры полупроводниковой ИМС с омическими контактами 1–5 и ее эквивалентная схема показаны на рис. 17.33, а, б. Изготавливают полупроводниковые ИМС групповым методом, при котором одновременно создается большое число микросхем. Так, на одной пластине диаметром 76 мм можно разместить до 5000 электронных микросхем, каждая из которых может содержать от 10 до 20000 электронных элементов. В перспективе диаметр пластин предполагают увеличить до 100 мм и более и разместить на них до нескольких миллионов элементов.

Пленочные ИМС представляют собой изолирующую подложку (основание), на поверхности которой все элементы и межсоединения сформированы в виде послойно нанесенных пленок. Пленочные ИМС содержат только пассивные элементы, так как путем комбинации различных пленок получить активные элементы (диоды и транзисторы) еще не удалось. Применение пленочных ИМС поэтому ограничено.

Гибридные ИМС – это микросхемы, представляющие собой комбинацию пленочных микросхем, навесных дискретных (активных) компо-

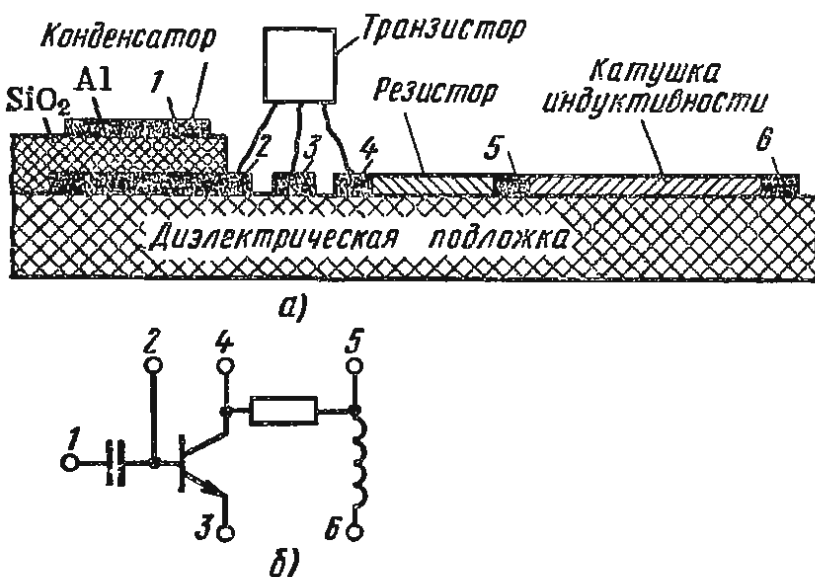


Рис. 17.34

торы, блокинг-генераторы и др.), триггеры, логические элементы и др.; по принципу действия основных элементов – биполярные, МДП, комплементарные КМДП; по конструктивно-технологическим признакам – полупроводниковые, пленочные, гибридные и совмещенные. Наиболее распространена классификация по двум последним признакам.

Полупроводниковая ИМС представляет собой полупроводник, в поверхностном слое и объеме

которых обычно располагают на диэлектрической подложке пленочной ИМС. Пример структуры гибридной ИМС и ее эквивалентная схема показаны на рис. 17.34, а, б. На рисунке 1–6 – омические контакты.

Совмещенные ИМС – это микросхемы, у которых активные эле-

менты выполнены так же, как и у полупроводниковых ИМС, а пассивные — как у пленочных ИМС. При этом пассивные элементы выполняют на предварительно изолированной части той же подложки, что и активные элементы. Все ИМС помещают в герметичный корпус.

Функциональную сложность ИМС характеризуют степенью интеграции — числом содержащихся в ней элементов и компонентов. Количественную оценку степени интеграции производят по коэффициенту $K = \lg N$, где N — число элементов и компонентов схемы (табл. 17.2).

Таблица 17.2

Степень интеграции	Значение k	Число элементов	Название ИМС
1	< 1	До 10 включительно	Простая
2	$1 < k \leq 2$	11–100	Средняя (СИС)
3	$2 < k \leq 4$	101–10000	Большая (БИС)
4–5	≥ 4	> 10000	Сверхбольшая (СБИС)

Примером простых ИМС могут служить логические элементы. Средние ИМС — это сумматоры, счетчики, оперативные запоминающие устройства (ОЗУ), постоянные запоминающие устройства (ПЗУ) емкостью 256–1024 бит. Большие ИМС (БИС) — это арифметико-логические и управляющие устройства. Со второй половины 70-х годов разрабатывают ИМС 4–5-й степени интеграции с числом элементов $N = 10^4 \div 10^6$ и минимальными размерами элементов 1,0–0,1 мкм (СБИС).

В качестве характеристики ИМС используют также *плотность упаковки элементов* — количество элементов (чаще всего транзисторов) на единицу площади кристалла. В настоящее время плотность упаковки ИМС составляет 500–1000 элементов/мм² и более.

Элементы ИМС. Все элементы полупроводниковых ИМС выполняют на поверхности и в объеме полупроводникового кристалла. Каждому из них соответствует определенная область полупроводникового материала, свойства и характеристики которой соответствуют свойствам и характеристикам дискретных элементов — диодов, транзисторов, резисторов, конденсаторов и др. Эти области изолируют друг от друга либо путем создания обратносмещенных p - n -переходов, либо диэлектриками. Все элементы соединяют в соответствии с электрической схемой. Межсоединения или выполняют путем напыления металла на поверхность полупроводника, или создают высоколегированные полупроводниковые полоски (металлизация). Межсоединения называют также *металлической разводкой*. Основным материалом для межсоединений служит алюминий.

В основе конструкций ИМС лежит транзисторная структура, все активные и пассивные элементы реализуются с ее помощью. Базовыми элементами являются биполярные и МДП-транзисторы.

Биполярные транзисторы. В ИМС используют обе структуры биполярных транзисторов: $n-p-n$ и $p-n-p$. Наиболее часто применяют транзистор $n-p-n$ -типа. Технология таких ИМС разрабатывается в расчете на то, чтобы обеспечить оптимальные параметры транзисторов, остальные элементы ИМС (транзисторы $p-n-p$ -типа, диоды, резисторы и др.) создаются на основе структурных слоев транзисторов $n-p-n$ -типа.

Многоэмиттерные транзисторы. Помимо биполярных транзисторов, соответствующих дискретным транзисторам, в микроэлектронике применяют разновидности транзисторов, не имеющие аналогов в дискретном исполнении. Многоэмиттерные транзисторы (МЭТ) являются одним из таких видов. Они имеют (рис. 17.35, а) один коллектор К и несколько (до 8 и более) эмиттеров Э1, Э2, Э3, объединенных одним общим базовым слоем Б.

Эмиттеры представляют собой высоколегированные n^+ -слои малых размеров, под эмиттерными переходами расположен общий базовый p -слой. Коллектором является эпитаксиальный n -слой, нанесенный на подложку n^+ -типа (эпитаксиальным называют тонкий рабочий слой однородного полупроводника, наращиваемый на сравнительно толстую подложку). В общем случае МЭТ можно рассматривать как совокупность отдельных транзисторов с соединенными базами и коллекторами (рис. 17.35, б, в). МЭТ в ИМС используются для создания схем транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ).

Многоколлекторные транзисторы. Структура многоколлекторного транзистора (МКТ) (рис. 17.36, а) такая же, как и структура МЭТ, но используется она иначе. Здесь роль эмиттера выполняет эпитаксиальный n -слой, а коллекторами являются высоколегированные n^+ -слои малых размеров. Поэтому МКТ можно рассматривать как МЭТ в инверсном режиме (рис. 17.36, б, в). Исходя из такого использования структуры, необходимо увеличивать коэффициент инжекции эмиттера. С этой целью подложку n^+ -типа располагают по возможности ближе к базовому слою. Будучи высоколегированной, она обеспечивает увеличение коэффициента инжекции.

МКТ используют для создания логических схем с инжекционным питанием, называемых схемами И²Л (интегральная инжекционная логика). Такие схемы нельзя выполнить на дискретных элементах. В

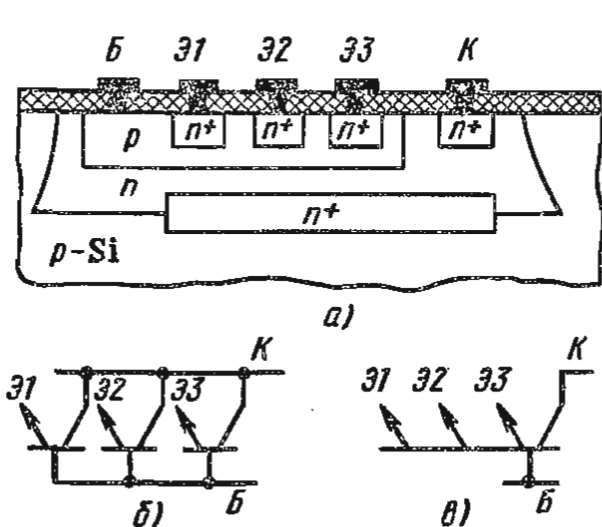


Рис. 17.35

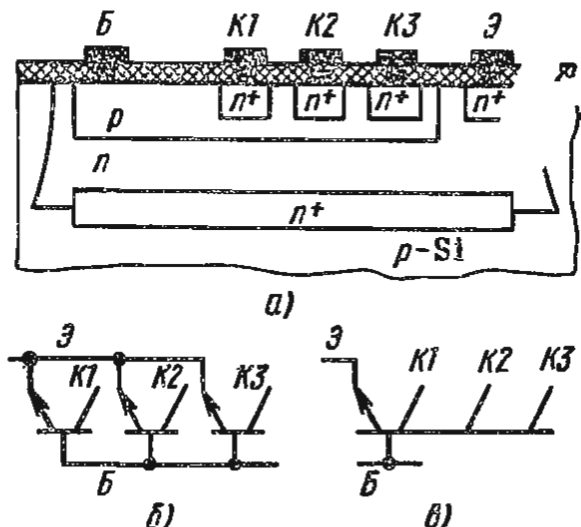


Рис. 17.36

общем случае схемы И²Л состоят из нескольких многоколлекторных *n-p-n*-транзисторов и многоколлекторного *p-n-p*-транзистора, выполняющего функции источника питания многоколлекторных транзисторов и называемого инжекционным. Эмиттер инжекционного транзистора называют инжектором и обозначают И.

Схема из двух МКТ и одного двухколлекторного инжекционного транзистора показана на рис. 17.37, а. На рис. 17.37, б представлена структура этой схемы (И²Л). Эпитаксиальный *n*-слой (вместе с подложкой *n*⁺-типа) является эмиттером всех *n-p-n*-транзисторов, базой каждого МКТ является свой *p*-слой, а коллектором — малые *n*⁺-слои. Инжекционный *p-n-p*-транзистор имеет отдельно выполненный в виде длинной *p*-полоски инжектор, его базой служит эпитаксиальный *n*-слой, а коллекторами — базовые *p*-слои многоколлекторных *n-p-n*-транзисторов. Таким образом, в схеме один и тот же слой выполняет две функции: является базой *p-n-p*-транзистора и коллектором *n-p-n*-транзистора, эмиттер *n-p-n*-транзистора является базой *p-n-p*-транзистора.

Полевые МДП-транзисторы. В ИМС в основном применяют МДП-транзисторы с изолированным затвором и индуцированным каналом. В качестве диэлектрика обычно используют SiO₂, тогда эти транзисторы называют МОП-транзисторами. Канал транзисторов может быть и *p*-, и *n*-типа. По сравнению с ИМС на биполярных транзисторах ИМС на МОП-транзисторах технологически проще, так как при этом не требуется изоляции элементов: истоки и стоки смежных транзисторов разделены встречно включенными *p-n*-переходами. Поэтому МДП-транзисторы можно располагать близко друг к другу, что обеспечивает большую плотность компоновки. МДП-транзисторы можно использовать и в качестве пассивных элементов ИМС, а также нагрузочных резисторов (при соответствующем включении). Все это позволяет создавать логические ИМС полностью на базе только МДП-структур.

Диоды. Для создания диода нужно сформировать один *p-n*-переход. Но в биполярных ИМС основной структурой является транзисторная, поэтому диоды получают путем диодного включения транзисторов. Возможны пять вариантов таких включений (рис. 17.38). На рисунке обозначены подложки П, пунктиром показаны паразитные емкости, барьерные $C_{з,бар}$ и $C_{к,бар}$ между соответствующими *p-n*-переходами, а также между коллектором и подложкой $C_{кп}$. В первом варианте (а) используется *p-n*-переход эмиттер — база, *p-n*-переход коллектор — база замкнут; во втором варианте (б) используется *p-n*-переход коллектор — база, а эмиттер разомкнут; в третьем варианте (в) используется *p-n*-переход коллектор — база, а *p-n*-переход эмиттер — база замкнут; в чет-

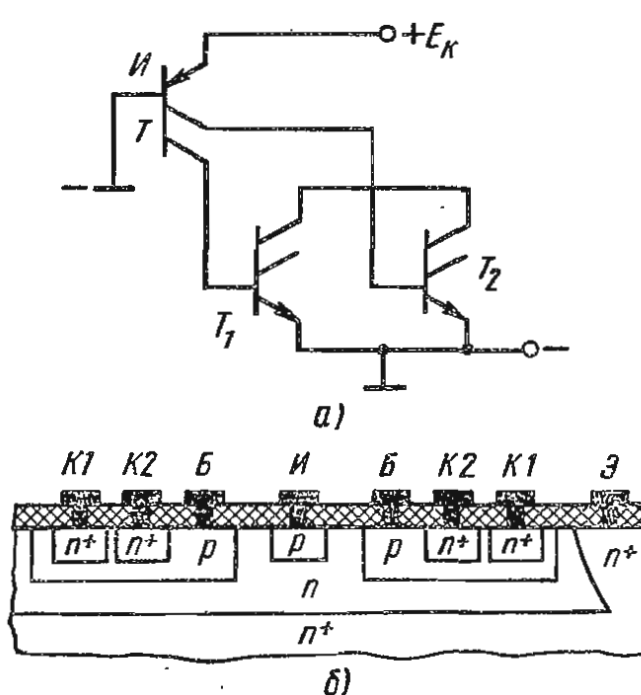


Рис. 17.37

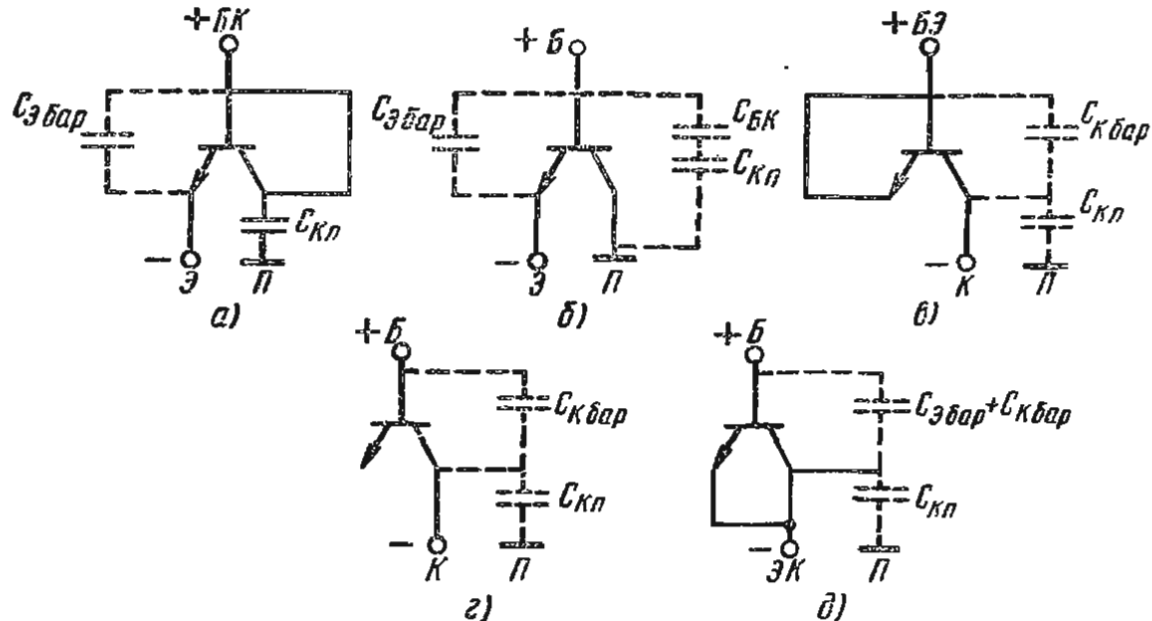


Рис. 17.38

вертом варианте (г) используется p - n -переход коллектор — база, а эмиттер разомкнут; в пятом варианте (д) используются оба p - n -перехода, но эмиттер и коллектор соединены между собой так, что эмиттерный и коллекторный p - n -переходы включены параллельно. В каждом варианте включения параметры диодов разные. Первый вариант обеспечивает получение быстродействующих диодов, так как в этом случае накопление носителей заряда может происходить только в базовой области, которая очень тонкая, поэтому время восстановления обратного тока $\tau_{вос}$ в этом варианте минимально. В других вариантах заряд накапливается не только в базе, но и в коллекторе и $\tau_{вос}$ большое. Вследствие этого первый вариант используют в логических ИМС, где необходимо высокое быстродействие.

Резисторы. В биполярных ИМС для создания резисторов используют одну из областей биполярной транзисторной структуры: эмиттер, базу или коллектор. Основу этих структур составляет один из слоев ИМС, получаемый методом диффузии. Отсюда название таких резисторов — *диффузионные*. Диффузионные резисторы изолированы от остального объема полупроводника p - n -переходами. Полупроводниковые резисторы с большими значениями сопротивлений получают не диффузией, а методом ионной имплантации примесей. Такие резисторы называют *ионно-легированными*.

Резисторы получают также на основе различных вариантов МОП-структур. Их используют в качестве нагрузочных резисторов в цифровых ИМС на основе МОП-транзисторов.

Конденсаторы. В полупроводниковых биполярных ИМС применяют конденсаторы на основе p - n -переходов, смещенных в обратном направлении (*диффузионные конденсаторы*). Формирование конденсаторов производится в едином технологическом цикле одновременно с изготовлением транзисторов и диффузионных резисторов, что не требует дополнительных технологических операций для их изготовления.

Диэлектриком в таком конденсаторе служит область объемного заряда *p-n*-перехода. Условием работы конденсаторов является правильное включение напряжения смещения, так как принцип их работы основан на том, что барьерная емкость *p-n*-перехода проявляется при обратном смещении перехода и зависит от смещения. Диффузионные конденсаторы могут выполнять функции как постоянной, так и переменной емкостей.

Конденсаторы могут быть созданы и на основе МОП-транзисторов. В качестве диэлектрика используют слой SiO_2 . Одной обкладкой такого конденсатора служит слой металла — пленка алюминия, другой — сильнолегированная область полупроводника (n^+ -слой). Индуктивные катушки и трансформаторы в полупроводниковых ИМС отсутствуют, так как еще не найдены пути их создания.

Элементы пленочных ИМС. Технология пленочных ИМС позволяет выполнить только пассивные элементы, в том числе и индуктивные катушки. Резисторы, конденсаторы и индуктивные катушки изготавливают путем напыления или нанесения многослойных резистивных, проводящих и изолирующих пленок на поверхность подложки.

Пленочные ИМС в зависимости от способа нанесения и толщины пленок подразделяют на *тонкопленочные* (толщина пленок до 1–2 мкм) и *толстопленочные* (толщина пленок 10–20 мкм и выше). Так как все пленочные элементы располагают на диэлектрической подложке, отпадает необходимость в их изоляции. Расстояния между элементами сравнительно большие, подложка достаточно толстая, поэтому паразитные емкости практически отсутствуют.

Индуктивные катушки изготавливают путем напыления на подложку проводящих спиралей различной конфигурации. На рис. 17.39 показана пленочная катушка индуктивности в виде прямоугольной спирали.

Большие интегральные схемы (БИС). Создание БИС (см. табл. 17.2) характеризует новый этап в развитии микроэлектроники. Высокая степень интеграции в БИС может быть обеспечена увеличением плотности упаковки элементов. Функциональная сложность БИС связана с большим числом контактов, сложным рисунком и большой площадью металлизации, а также значительной площадью для изоляции элементов. Все это требует решения схемотехнических проблем, размещения базовых элементов.

Решение комплекса проблем — технологических, схемотехнических, физических и др. — привело к функциональной интеграции, т. е. к интеграции элемента, иначе — к использованию одного и того же участка кристалла для выполнения нескольких функций. С этой целью совмещают пассивные элементы с базовыми или коллекторными элементами транзисторов; рабочие области диодов и транзисторов; области различных транзисторов с вертикальной и горизонтальной структурами. Кроме того, функциональная интеграция предусматривает новую органи-

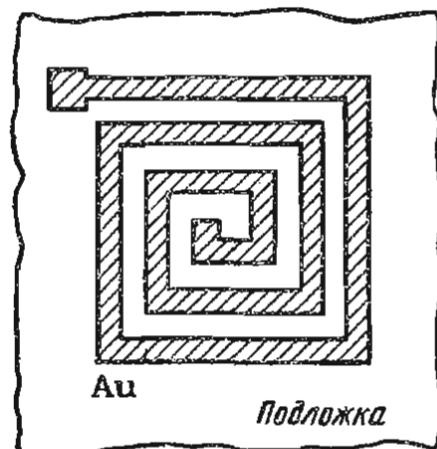


Рис. 17.39

защиту цепи питания. Типичным примером такой интеграции могут служить схемы И²Л.

В качестве активных элементов, на базе которых создают БИС, используют и биполярные транзисторы, и МДП-транзисторы. БИС одинакового функционального назначения на биполярных транзисторах обладают большими быстродействием и отношением быстродействия к потребляемой мощности, чем БИС на МДП-транзисторах. Однако использование МДП-транзисторов позволяет значительно увеличить степень интеграции.

Наиболее перспективными являются схемы с инжекционным питанием И²Л. Поскольку БИС представляют собой сложные ИМС, содержащие огромное число активных элементов, производство их может быть экономически оправдано только в случае массового выпуска. Для этого необходимо, чтобы БИС были универсальными. Однако определить набор универсальных функциональных узлов массового применения с таким высоким уровнем интеграции пока не удалось. В результате обеспечения универсальности БИС достигают за счет электрического переключения входящих в нее ИМС по специальным программам, соответствующим разным функциям. Функциональные свойства БИС программируют при их проектировании. На таких программно-управляемых БИС выполняют микропроцессоры, схемы оперативной и постоянной памяти, составляющие основу вычислительных систем.

Глава 18

УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

§ 18.1. Основные определения

Устройства, с помощью которых путем затраты небольшого количества электрической энергии управляют энергией существенно большей, называют *усилителями*. Усилители находят широкое применение в различных областях науки и техники. В состав усилителя входят усилительный (активный) элемент, пассивные элементы и источник питания. Назначение усилительного элемента — преобразование электрической энергии источника питания в энергию усиливаемых сигналов. Усиливаемый сигнал, подаваемый на вход усилителя, осуществляет управление процессом преобразования этой энергии. В результате выходной сигнал является функцией входного сигнала. Мощность выходного сигнала за счет энергии источника питания во много раз больше мощности усиливаемого сигнала. Мощность усиленных сигналов выделяется в нагрузку, которую включают в выходную цепь усилителя. Пассивные элементы усилителя служат для обеспечения нужного режима работы усилительного элемента и для некоторых других целей.

Усилитель можно представить в виде четырехполюсника 2, к входным зажимам которого подключен источник сигнала 1, а к выходным — нагрузка 3 (рис. 18.1). Если один усилительный элемент усилителя не

обеспечивает нужного усиления сигнала, используют несколько усилительных элементов, соединяя их между собой с помощью тех или иных элементов связи: резисторов, трансформаторов и др. Один усилительный элемент и отнесенные к нему элементы называют *усилительным каскадом*.

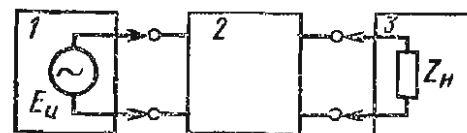


Рис. 18.1

Усилители можно условно подразделить на три типа: усилители напряжения, тока и мощности. Условность такого подразделения связана с тем, что любой усилитель в конечном итоге усиливает мощность.

По характеру усиливаемых сигналов различают усилители гармонических и импульсных сигналов. По диапазону и абсолютным значениям усиливаемых частот сигнала — усилители постоянного тока (полоса частот от нулевой до верхней рабочей точки), переменного тока, высокой частоты, промежуточной частоты, низкой частоты (усилители звуковой частоты), широкополосные усилители. В зависимости от используемых усилительных элементов — транзисторные, ламповые, диодные, магнитные и др. В зависимости от используемых межкаскадных связей бывают усилители с гальванической связью (это непосредственная, или потенциометрическая связь; каскады с этим видом связи могут усиливать не только переменные составляющие тока и напряжения сигнала, но и постоянную составляющую); с резисторно-емкостной (RC) связью (конденсатор является разделительным элементом, который не пропускает постоянную составляющую напряжения из выходной цепи каскада на вход следующего каскада); с трансформаторной связью; со связью через колебательный контур.

§ 18.2. Основные показатели усилителей

При усилении электрических сигналов неизбежно возникают некоторые отклонения формы выходного сигнала от формы входного, которые называют *искажениями*. Свойства усилителя и вносимые им искажения характеризуют рядом величин, которые обычно называют показателями. К основным показателям относятся следующие.

Входные данные усилителя — входное напряжение $U_{вх}$, ток $I_{вх}$ и мощность $P_{вх}$, при которых усилитель отдает в нагрузку заданные мощность, напряжение или ток, а также входное сопротивление усилителя $Z_{вх}$, которое в некоторых случаях можно считать активным, равным $R_{вх}$.

Выходные данные усилителя — выходная мощность сигнала $P_{н}$, выделяемая в нагрузку, выходное напряжение $U_{н}$ или ток $I_{н}$ при работе усилителя на расчетное сопротивление нагрузки $Z_{н}$, выходное сопротивление усилителя $Z_{вых}$. Обычно считают, что нагрузка не комплексная, т. е. ее сопротивление активное $R_{н}$. Тогда

$$U_{н} = R_{н} I_{н}, P_{н} = I_{н} U_{н} = I_{н}^2 R_{н} = U_{н}^2 / R_{н}.$$

В зависимости от типа усилителя различают: коэффициент усиления по напряжению

$$\underline{K}_U = \dot{U}_n / \dot{U}_{вх} \quad (18.1)$$

коэффициент усиления по току

$$\underline{K}_I = \dot{I}_n / \dot{I}_{вх} \quad (18.2)$$

и коэффициент усиления по мощности

$$K_P = P_n / P_{вх} \quad (18.3)$$

Коэффициенты \underline{K}_U и \underline{K}_I — комплексные величины, поскольку выходные и входные напряжения и токи сдвинуты по фазе относительно друг друга из-за реактивных составляющих сопротивлений в цепях усилителя и нагрузки:

$$\underline{K} = Ke^{j\varphi}, \quad (18.4)$$

где K — модуль коэффициента усиления; φ — фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями (токами) усилителя.

Если усилитель является многокаскадным, то общий коэффициент усиления (\underline{K}_U , \underline{K}_I , \underline{K}_P) равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$\underline{K} = \underline{K}_1 \underline{K}_2 \dots \underline{K}_n \quad (18.5)$$

Часто модули коэффициентов усиления выражают в логарифмических единицах — децибелах (дБ):

$$K_U = 20 \lg K_U, \quad K_I = 20 \lg K_I, \quad K_P = 10 \lg K_P.$$

Общий коэффициент усиления усилителя, если коэффициенты усиления каскадов выражены в децибелах, равен сумме коэффициентов отдельных каскадов:

$$K = K_1 + K_2 + \dots + K_n.$$

Коэффициент полезного действия (к. п. д.) выходной цепи усилительного элемента — отношение мощности сигнала на выходе P_n к потребляемой выходной цепью мощности от источника питания выходной цепи:

$$\eta = P_n / P_{п.вх.} \quad (18.6)$$

Линейные искажения вызываются наличием в схеме усилителя реактивных элементов — конденсаторов и катушек индуктивности, сопротивление которых зависит от частоты. Поскольку это линейные элементы, искажения называют линейными.

Входной сигнал любой формы можно представить как сумму гармонических составляющих сигнала, имеющих различные частоты и усиливаемых неодинаково, т. е. с различными коэффициентами усиления. Такие искажения называют частотными. Кроме того, гармонические составляющие сигнала проходят через усилитель в течение неодинакового времени, что приводит к их временным сдвигам на выходе усилителя, т. е. возникают искажения, которые называют фазовыми.

Частотные искажения оцениваются по амплитудно-частотной (частот-

ной) характеристике (АЧХ) усилителя, представляющей собой зависимость модуля коэффициента усиления K от частоты f (или от угловой частоты ω) (рис. 18.2). Если бы в усилителе не было искажений, АЧХ представляла бы прямую линию 1, параллельную оси абсцисс, т. е. одинаково усиливались бы сигналы с частотой от 0 до ∞ .

Диапазон частот усилителя, в пределах которого усилитель обеспечивает заданное значение модуля коэффициента усиления, называют *полосой пропускания*. Диапазон частот ограничивается нижней $f_{нч}$ и верхней $f_{вч}$ граничными частотами, которые определяются назначением усилителя. Звуковые колебания в диапазоне частот $f = 50 \div 10000$ Гц обеспечивают достаточно хорошее качество звучания, в телефонной связи используется диапазон частот 300 – 3400 Гц. Частотные искажения, вносимые усилителем на какой-то частоте f , оценивают *коэффициентом частотных искажений*:

$$M = K_{срч}/K. \quad (18.7)$$

Если $M = 1$, частотных искажений нет. Чем M больше единицы, тем больше вносимые усилителем искажения. Коэффициент частотных искажений выражают как в относительных единицах, так и в логарифмических. Соотношение между ними:

$$M_{дБ} = 20 \lg M. \quad (18.8)$$

Обычно в зависимости от назначения усилителя допустимые частотные искажения лежат в интервале сотые доли децибела – несколько децибел.

Фазовые искажения оцениваются по *фазочастотной характеристике* (ФЧХ) – зависимости угла сдвига фазы φ между выходным и входным напряжениями усилителя от частоты f (или от угловой частоты ω) (рис. 18.3). Пунктиром на рис. 18.3 показана ФЧХ усилителя без фазовых искажений – это прямая линия, проходящая через начало координат. В усилителях звуковых сигналов фазовые искажения не играют существенной роли, поскольку они не воспринимаются на слух при прослушивании речи и музыки. В усилителях импульсных сигналов они влияют на форму усиливаемых сигналов.

Переходные искажения. В усилителях импульсных сигналов линейные искажения вызываются переходными процессами в цепях усилителя, содержащих реактивные элементы, а также некоторой инерционностью усилительного элемента. Они называются *переходными искажениями*

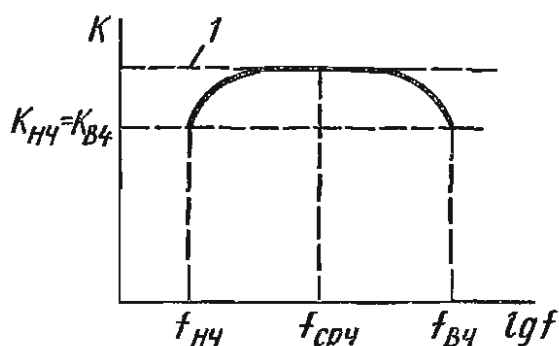


Рис. 18.2

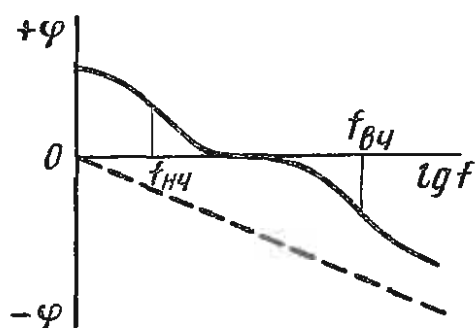


Рис. 18.3

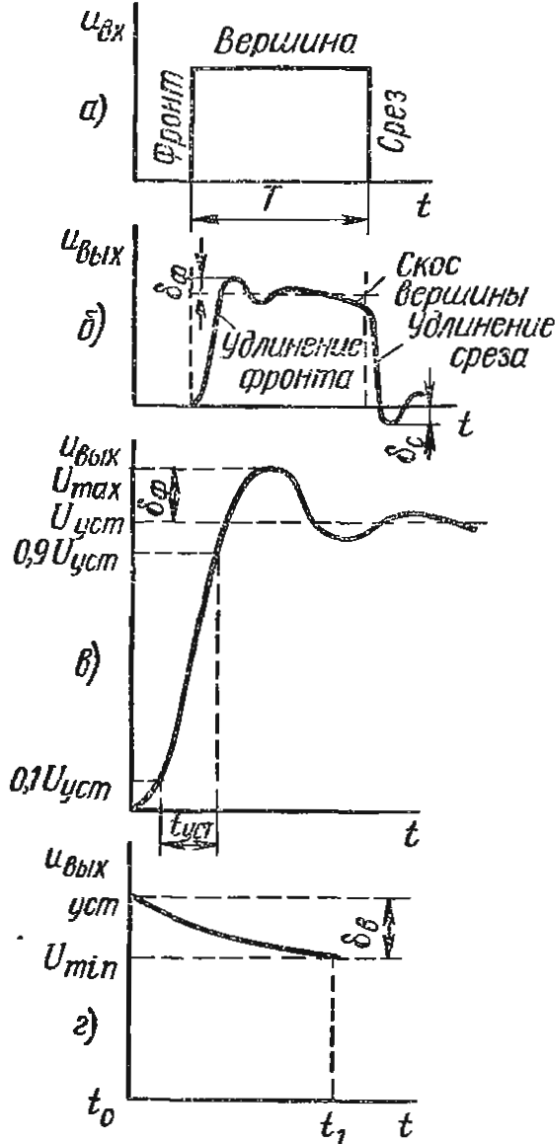


Рис. 18.4

и оцениваются по переходным характеристикам, представляющим собой зависимость мгновенного значения выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ (или тока $i_{\text{вых}}$) сигнала от времени t при подаче на вход усилителя мгновенного скачка напряжения или тока. На рис. 18.4, а показан импульс, поступающий на вход усилителя. Переходная характеристика представлена на рис. 18.4, б. Переходные искажения подразделяют на искажения фронтов и искажения вершин импульса. Для удобства их принято рассматривать для разных частотных областей: по переходной характеристике в области малых времен (верхних частот) судят об искажениях фронта (рис. 18.4, в), по переходной характеристике в области больших времен (нижних частот) судят об искажениях вершин (рис. 18.4, г).

Искажения фронта характеризуются временем установления $t_{\text{уст}}$ и выбросом фронта импульса $\delta_{\text{ф}}$. Время установления — это отрезок времени, в течение которого напряжение выходного импульсного сигнала возрастает от 0,1 до 0,9 своего установившегося значения $U_{\text{уст}}$:

$$t_{\text{уст}} = t_{0,9} - t_{0,1}. \quad (18.9)$$

Выброс фронта $\delta_{\text{ф}}$ характеризуется отношением разности между максимальным U_{max} и установившимся $U_{\text{уст}}$ значениями напряжения выходного сигнала к установившемуся значению $U_{\text{уст}}$:

$$\delta_{\text{ф}} = \frac{U_{\text{max}} - U_{\text{уст}}}{U_{\text{уст}}} = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{уст}}} - 1, \quad (18.10)$$

$$\delta_{\text{с}} \approx \delta_{\text{ф}}.$$

Искажения плоской вершины импульса характеризуют отношением разности между установившимся в момент времени t_0 значением напряжения выходного сигнала $U_{\text{уст}}$ и значением напряжения U_{min} в момент t_1 , достигаемым через время $T = t_1 - t_0$, к установившемуся значению выходного напряжения:

$$\delta_{\text{в}} = \frac{U_{\text{уст}} - U_{\text{min}}}{U_{\text{уст}}} = 1 - \frac{U_{\text{min}}}{U_{\text{уст}}}. \quad (18.11)$$

Допустимые переходные искажения зависят от назначения усилителя и указываются в технических требованиях на него.

Амплитудно-частотная, фазовая и переходная характеристики линейных электрических цепей однозначно связаны между собой (одна из характеристик определяет две другие), поэтому с помощью графических

методов по экспериментально полученным, например, амплитудно-частотной и фазовой характеристикам можно построить переходную характеристику.

Собственные шумы (помехи) усилителя. Это сигналы на выходе усилителя, существующие и при отсутствии усиливаемых сигналов на его входе. Напряжение собственных шумов усилителя ограничивает его чувствительность, из-за наличия шумов нельзя усиливать сколь угодно малые сигналы.

Собственные шумы возникают в основном за счет теплового, беспорядочного движения электронов в элементах схемы и хаотического теплового движения носителей заряда в области базы биполярных транзисторов. Собственные шумы оценивают по коэффициенту шума, равному отношению мощности шума на выходе усилителя $P_{ш.вых}$ к мощности шума на его входе $P_{ш.вх}$, умноженному на коэффициент усиления по мощности K_p :

$$F_{ш} = \frac{P_{ш.вых}}{P_{ш.вх}} K_p. \quad (18.12)$$

Динамический диапазон усилителя характеризует диапазон напряжений сигнала, которые данный усилитель может усилить без внесения помех и искажений сверх нормы и равен отношению максимального напряжения входного сигнала $U_{вх max}$ к его минимальному напряжению $U_{вх min}$:

$$D_{ус} = \frac{U_{вх max}}{U_{вх min}}. \quad (18.13)$$

Обычно $D_{ус}$ выражают в децибелах, тогда

$$D_{ус дБ} = 20 \lg D_{ус}.$$

Динамический диапазон усилителя определяют по амплитудной характеристике усилителя — зависимости установившегося значения выходного напряжения $U_{вых}$ сигнала от входного $U_{вх}$ (рис. 18.5). В идеальном случае эта характеристика должна быть прямолинейной, угол ее наклона к оси абсцисс равен $\arctg K_U$ на данной частоте. При малых и больших значениях входного напряжения характеристика отклоняется от прямолинейной: в первом случае выходное напряжение усилителя определяется напряжением собственных шумов в выходной цепи $U_{ш}$, во втором — амплитудная характеристика искажается потому, что коэффициент усиления усилителя уменьшается из-за нелинейных искажений, вносимых усилительными элементами усилителя. Из рис. 18.5 следует, что усилитель целесообразно использовать в интервале от $U_{вх min}$ до $U_{вх max}$. Обычно для обеспечения передачи звуковых колебаний достаточно, чтобы динамический диапазон был равен 60 дБ.

Нелинейные искажения. Это искажения

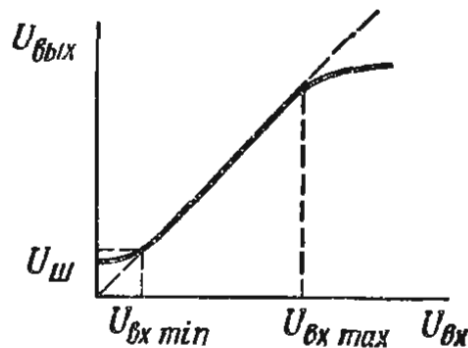


Рис. 18.5

формы усиливаемого сигнала на выходе вследствие нелинейности вольт-амперных характеристик отдельных элементов схемы усилителя (усилительных элементов, катушек индуктивности с ферромагнитными сердечниками, трансформаторов и т. д.). Причиной появления значительных нелинейных искажений могут быть и неправильный выбор начального положения рабочей точки транзистора, чрезмерно большая амплитуда входного сигнала, неправильно рассчитанная индуктивность. Нелинейные искажения при подаче на вход усилителя чисто синусоидального сигнала вызывают появление на его выходе высших гармонических составляющих, которые искажают форму входного сигнала.

Оцениваются нелинейные искажения по коэффициенту гармоник (в процентах):

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} 100 = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} 100, \quad (18.14)$$

где $I_1, I_2, I_3, I_n, U_1, U_2, U_3, U_n$ — соответственно действующие (амплитудные) значения первой, второй, третьей, ..., n -й гармоник выходного тока и напряжения. Допустимое значение коэффициента гармоник зависит от назначения усилителя. Для усиления речи и музыки среднего качества коэффициент гармоник $\sim 2\%$.

§ 18.3. Обратная связь в усилителях

Обратной связью (ОС) называют передачу части энергии усиливаемого сигнала из выходной цепи усилителя во входную.

На рис. 18.6 показана структурная схема усилителя с обратной связью. Цепь обратной связи характеризуется коэффициентом передачи, или коэффициентом обратной связи β , показывающим, какая часть выходного сигнала передается на вход усилителя. Обычно $|\beta| < 1$.

Обратная связь может быть *внутренней* (она проявляется в усилителе из-за физических свойств усилительных элементов), *паразитной* (из-за образования паразитных емкостных и индуктивных связей между выходной и входной цепями) и *искусственной* (ее создают специально). Внутренняя и паразитная ОС являются нежелательными, и их пытаются устранить. Искусственную ОС применяют с целью уменьшения нелинейных искажений и стабилизации положения начальной рабочей точки (точки покоя). Для этого с помощью обратной связи на вход подают

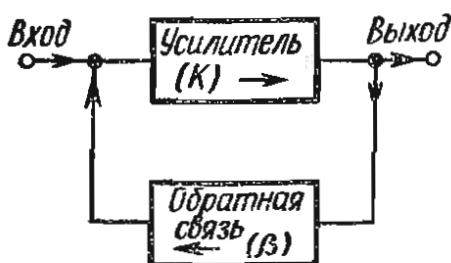


Рис. 18.6

напряжение точно в противофазе с э. д. с. источника сигнала. Такую ОС называют *отрицательной*. Если напряжение обратной связи подать точно совпадающим по фазе с э. д. с. источника сигнала, то сигнал на входе увеличится. Такую ОС называют *положительной*. Ее используют, например, в автогенераторах для поддержания автоколебаний. В зависимости от того, каким образом цепь ОС при-

соединена к выходу и входу усилителя, различают: *обратную связь по напряжению* — цепь ОС соединяют с выходом схемы параллельно нагрузке так, что напряжение ОС пропорционально напряжению на нагрузке усилителя (рис. 18.7, а); *обратную связь по току* — цепь ОС соединяют с выходом схемы последовательно с нагрузкой так, что напряжение ОС пропорционально току в нагрузке (рис. 18.7, б); *обратную связь последовательную* — цепь ОС со стороны входа соединена последовательно с источником сигнала (рис. 18.7, в); *обратную связь параллельную* — цепь ОС со стороны входа соединена параллельно с источником сигнала (рис. 18.7, г). Бывают также *комбинированные (смешанные) обратные связи*: ОС одновременно по току и напряжению, ОС одновременно последовательная и параллельная.

Обратную связь называют *частотно-независимой*, если отношение напряжений на выходе и входе цепи ОС не зависит от частоты (цепь ОС не содержит индуктивностей и емкостей). В противном случае ОС называют *частотно-зависимой*. Если между напряжением ОС и э. д. с. источника сигнала сдвиг фаз отличается от 0 и от 180°, то ОС называют *комплексной*. Замкнутый контур, образуемый цепью обратной связи и частью схемы усилителя, к которой эта цепь присоединена, называется *петлей обратной связи*.

Рассмотрим, как влияет отрицательная ОС на основные показатели усилителя и в первую очередь на коэффициент усиления. Пусть имеется последовательная ОС по напряжению (рис. 18.7, а, в). Для простоты все величины считаем действительными. Напряжение ОС, подаваемое во входную цепь усилителя,

$$U_{OC} = \beta U_{ВЫХ} \quad (18.15)$$

Это напряжение U_{OC} вычитается из входного напряжения, поэтому

$$U_1 = U_{ВХ} - U_{OC} = U_{ВХ} - \beta U_{ВЫХ} \quad (18.16)$$

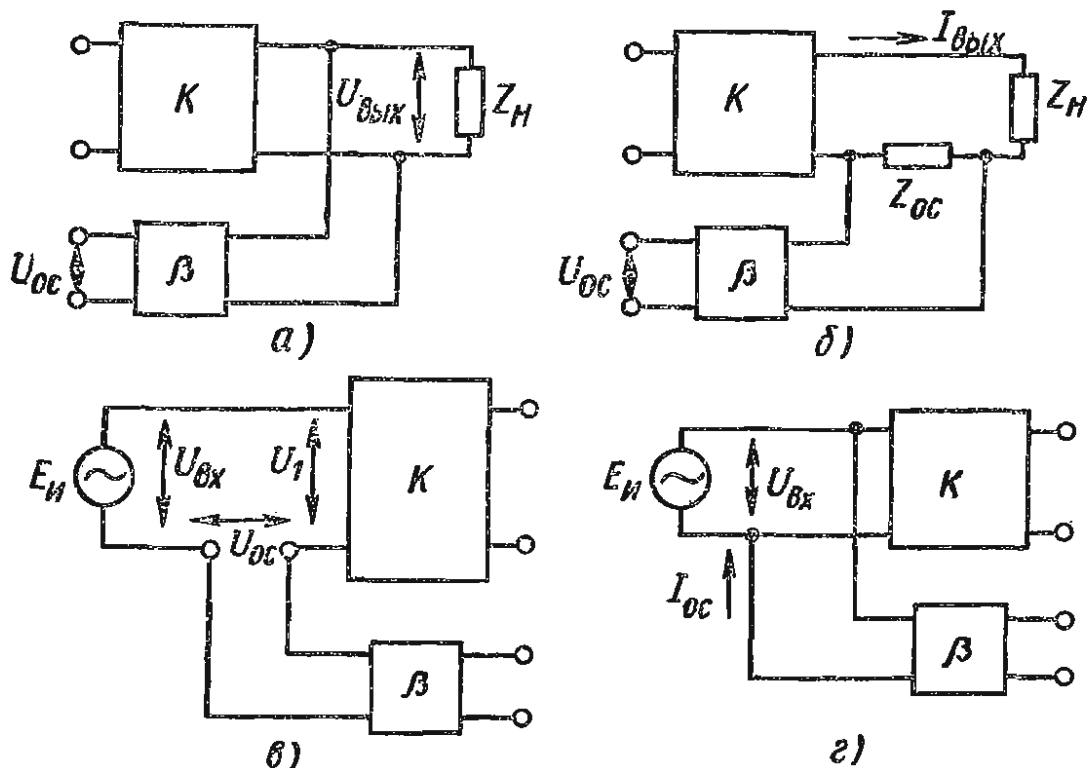


Рис. 18.7

или

$$U_{\text{вх}} = U_1 + \beta U_{\text{вых}}$$

Если ОС отсутствует, то $U_{\text{вх}} = U_1$ и коэффициент усиления усилителя

$$K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}/U_1. \quad (18.17)$$

При наличии отрицательной ОС с учетом (18.16)

$$K_{\text{ос}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}/(U_1 + \beta U_{\text{вых}}) \quad (18.18)$$

Из (18.17) и (18.18) следует, что при наличии ОС коэффициент усиления усилителя

$$K_{\text{ос}} = K/(1 + \beta K). \quad (18.19)$$

Следовательно, отрицательная ОС снижает коэффициент усиления в $1 + \beta K$ раз. Величина βK характеризует усиление петли обратной связи. Сумму $1 + \beta K$ называют *глубиной отрицательной ОС*. Если при отрицательной ОС $|\beta K| \gg 1$, то такую связь называют *глубокой отрицательной ОС*. При глубокой отрицательной ОС в знаменателе выражения (18.19) единицей по сравнению с βK можно пренебречь, тогда

$$K_{\text{ос}} \approx 1/\beta, \quad (18.20)$$

т. е. $K_{\text{ос}}$ определяется только коэффициентом передачи обратной связи β и не зависит от коэффициента усиления усилителя без обратной связи K .

Все сказанное справедливо не только для последовательной ОС по напряжению, но и для всех других видов отрицательной ОС.

Введение отрицательной ОС повышает стабильность коэффициента усиления усилителя при изменении режима усилительного элемента, частоты, амплитуды сигнала и др. При этом изменение K вызывает изменение $K_{\text{ос}}$ в $1 + \beta K$ раз меньшее, а при глубокой отрицательной ОС почти совсем не зависит от K , что следует из уравнения, которое можно получить, если продифференцировать (18.19) по K :

$$\frac{dK_{\text{ос}}}{K_{\text{ос}}} = \frac{dK/K}{1 + \beta K}. \quad (18.21)$$

Отрицательная ОС позволяет расширить полосу пропускания, снижает уровень нелинейных искажений, фон и шумы, возникающие внутри усилителя. В зависимости от типа отрицательной ОС можно уменьшать или увеличивать входное и выходное сопротивления. Так, введение отрицательной последовательной ОС по напряжению увеличивает входное и уменьшает выходное сопротивление усилителя, что в ряде случаев значительно улучшает его показатели. Поэтому, несмотря на снижение коэффициента усиления при введении отрицательной обратной связи, ее широко используют в усилителях различного назначения.

Отметим, что при положительной ОС коэффициент усиления увеличивается. Проведя рассуждения, подобные проделанным для отрицательной ОС, получаем

$$K'_{\text{посл}} = K/(1 - \beta K), \quad (18.22)$$

откуда следует, что положительная ОС увеличивает коэффициент усиления усилителя в $1 - \beta K$ раз. Разность $1 - \beta K$ называют *глубиной положительной ОС*. Если $\beta K \approx 1$, то $1 - \beta K \approx 0$ и $K_{\text{посл}} \rightarrow \infty$, т. е. усилитель самовозбуждается и начинает работать как генератор.

§ 18.4. Динамические характеристики усилительного элемента

В реальных цепях к выходу усилительных (активных) элементов обычно подключают нагрузку (резисторы, индуктивные катушки и др.). Такой режим работы активного элемента называют *динамическим*. Рассмотрим динамический режим работы активного элемента на примере простейшей схемы усилителя на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, когда вход и выход схемы подсоединены к источникам постоянного напряжения смещения E_B и E_K , а усиливаемый сигнал на вход не подан (рис. 18.8). Выходное напряжение в этом случае в соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$U_{\text{вых}} = E_K - I_{\text{вых}} R_K \text{ или } U_K = E_K - I_K R_K. \quad (18.23)$$

Если напряжение на входе изменится, то изменится и ток эмиттера I_E , а следовательно, и ток коллектора I_K . В соответствии с (18.23) изменится выходное напряжение. Таким образом, в динамическом режиме работы активного элемента изменение напряжения на его входе вызывает изменение напряжения на его выходе.

Анализ работы и расчет усилительных каскадов можно провести графическим методом с использованием динамических характеристик.

Нагрузочные линии. С помощью нагрузочных линий или выходных динамических характеристик можно установить зависимость выходного тока от напряжения на выходе усилителя для различных значений входного сигнала. Когда сигнал отсутствует, в цепях усилителя протекает постоянный ток, называемый током покоя, и связь между выходным током I_K и выходным напряжением U_K можно установить по формуле (18.23). Зависимость $U_K = f(I_K)$ при $R_K = \text{const}$, $E_K = \text{const}$ есть прямая линия, которую можно построить по двум точкам: полагая $U_K = 0$, что соответствует короткому замыканию выходных зажимов, определяют значение тока на оси ординат $I_K = E_K/R_K$ (первая точка),

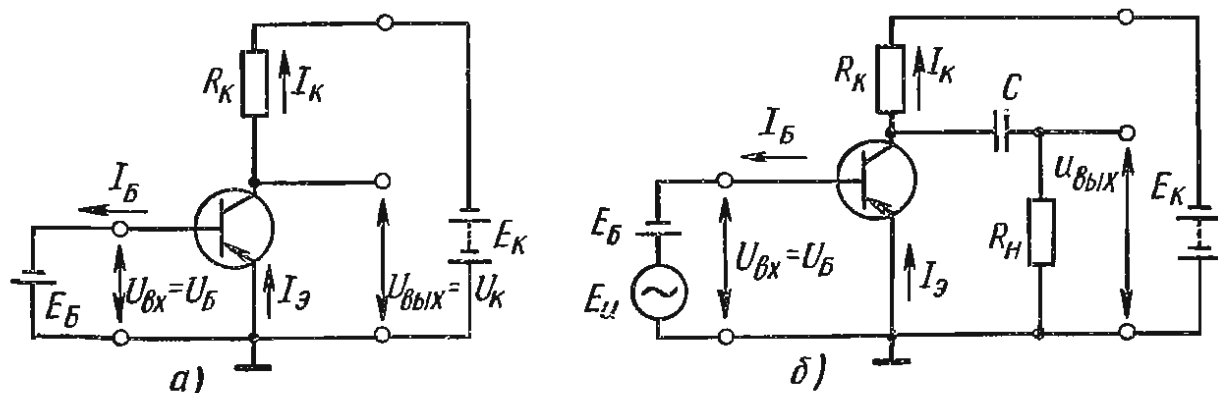


Рис. 18.8

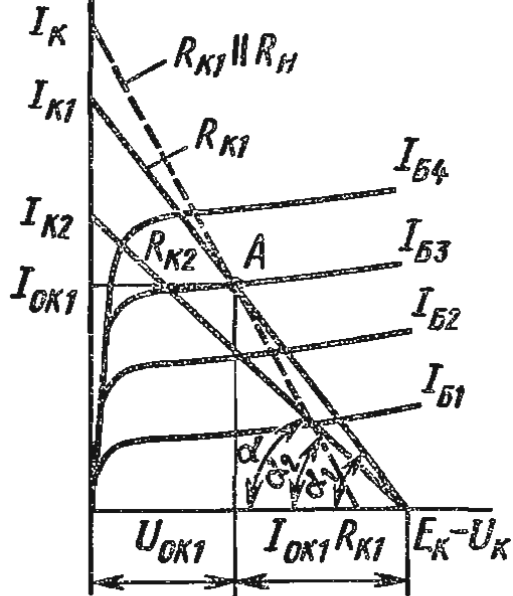


Рис. 18.9

а считая $I_K = 0$, что имеет место при холостом ходе со стороны выходных зажимов, находят на оси абсцисс вторую точку $U_K = E_K$. Проведенную между этими точками линию называют *нагрузочной линией постоянного тока* или *нагрузочной прямой постоянного тока*. На рис. 18.9 построено семейство из двух нагрузочных линий постоянного тока, соответствующих двум значениям сопротивления нагрузки R_{K1} и R_{K2} и напряжению E_K . Наклон прямых определяется соответственно углами α_1 и α_2 , где $\alpha_1 = \text{arctg } R_{K1}$, $\alpha_2 = \text{arctg } R_{K2}$. Если значения E_K ($R_K = \text{const}$) другие, то нагрузочные линии переместятся параллельно вправо или влево.

Нагрузочные линии строят на семействе выходных статических характеристик, точки пересечения с которыми определяют значения $I_K = f(U_K)$ для заданных значений R_K и E_K и различных значений токов базы I_B . Например, показанная на рис. 18.9 нагрузочная линия, соответствующая значениям R_{K1} , E_K и току базы I_{B3} , определяет ток коллектора I_{OK1} и напряжение на выходе U_{OK1} .

В многокаскадных усилителях выходные цепи через разделительный конденсатор C нагружены входным сопротивлением следующего каскада, которое в большей части полосы рабочих частот можно считать активным R_H . По переменному току нагрузочное сопротивление усилителя равно не R_K , а $R_K \parallel R_H$, так как сопротивление R_H включено параллельно резистору R_K (см. рис. 18.8, б). Нагрузочная линия каскада, когда по цепи протекает переменный ток, отличается от нагрузочной линии постоянного тока и называется *нагрузочной линией переменного тока*. Нагрузочная линия переменного тока пересекается с нагрузочной линией постоянного тока в так называемой *начальной рабочей точке*, так как в момент прохождения переменного сигнала через нуль рабочая точка находится в начальном положении. Наклон нагрузочной линии переменного тока определяется углом $\alpha = \text{arctg } (R_K \parallel R_H)$. На рис. 18.9 она проходит через начальную рабочую точку *А* круче соответствующей нагрузочной прямой постоянного тока при $R_K = R_{K1}$ (пунктир на рисунке).

Входная динамическая характеристика — это зависимость $I_{вх} = f(U_{вх})$ в динамическом режиме. Для схемы усилителя с транзистором, включенным по схеме с ОЭ, — это зависимость $I_B = f(U_B)$. Графически ее строят путем переноса точек пересечения нагрузкой прямой со статическими выходными характеристиками на семейство входных статических характеристик. Поскольку входные статические характеристики для разных значений U_K отличаются очень незначительно, обычно в качестве динамической входной характеристики используют усредненную входную статическую характеристику (кривая 1 на рис. 18.10, б).

Проходная динамическая характеристика — это зависимость $U_{вых} = f(U_{вх})$ или $I_{вых} = f(I_{вх})$ в динамическом режиме. Для усилителя

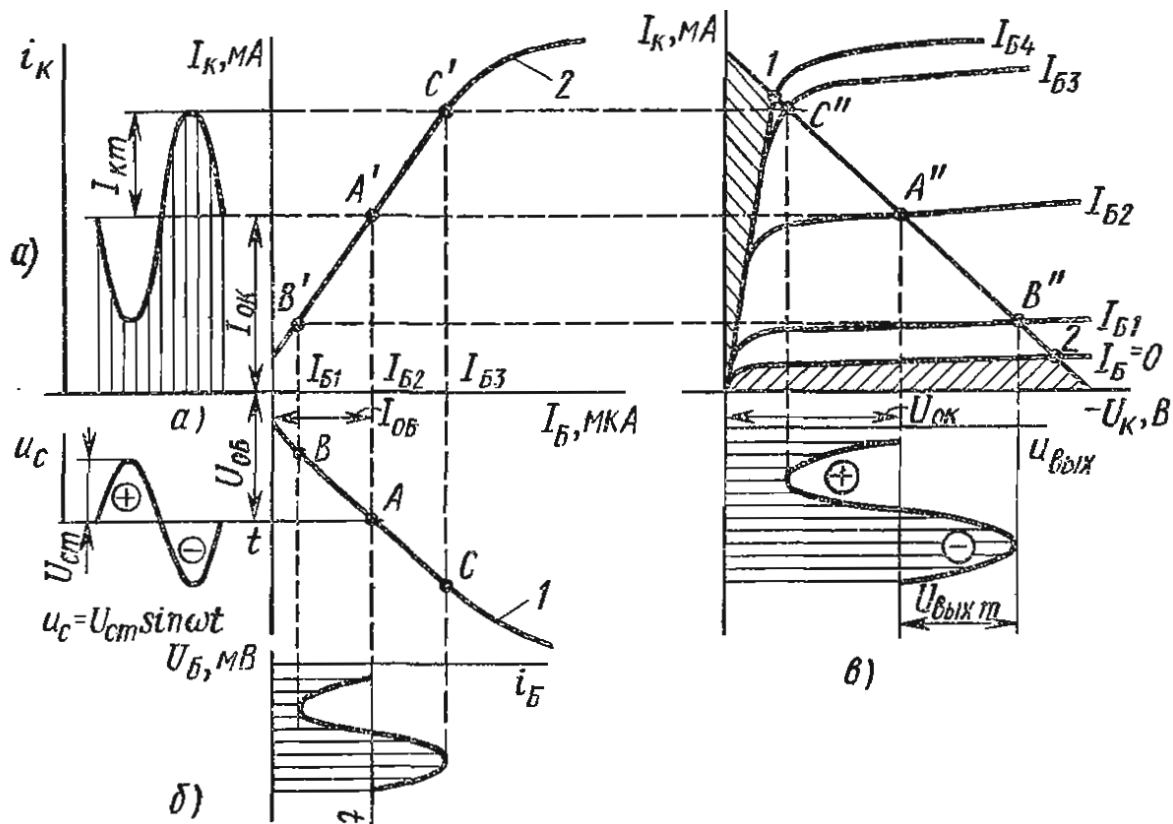


Рис. 18.10

с транзистором, включенным по схеме с ОЭ, — это зависимость $I_K = f(U_B)$ или $I_K = f(I_B)$. Вид проходной характеристики $I_K = f(I_B)$ показан на рис. 18.10, а (кривая 2).

§ 18.5. Рабочая точка. Принцип работы усилителя

Принцип работы усилителя рассмотрим на примере усилительного каскада (см. рис. 18.8, а). В отсутствие усиливаемого сигнала при подаче на эмиттерный и коллекторный переходы напряжения смещения в цепях транзистора проходят постоянные токи $I_{об}$ во входной цепи и $I_{ок}$ в выходной, а на входных и выходных зажимах (нуль в индексах величин означает, что рассматривается режим по постоянному току) устанавливаются соответственно напряжения $U_{об}$, равное напряжению смещения на эмиттерном переходе, и $U_{ок}$, определяемое э. д. с. источника питания E_K и сопротивлением резистора R_K в соответствии с уравнением (18.23).

Как было сказано ранее, эти значения токов и напряжений определяют положение точки на статических характеристиках, которую называют начальной рабочей точкой.

Если на вход усилителя подается сигнал, например синусоидальной формы $u_c = U_{cm} \sin \omega t$ [график $u_c = f(t)$ на рис. 18.10, а], то он алгебраически суммируется с постоянным напряжением смещения на эмиттерном переходе и рабочая точка А перемещается между точками В и С.

В отрицательные полупериоды напряжение сигнала складывается с отрицательным напряжением смещения, напряжение смещения базы

увеличивается, в результате чего увеличивается ток базы и коллекторный ток и рабочая точка плавно перемещается из положения A и A' соответственно в положение C и C' . В положительные полупериоды напряжение сигнала, складываясь с отрицательным напряжением смещения, снижает напряжение смещения базы, поэтому токи базы и коллектора уменьшаются, а рабочая точка плавно перемещается в положение B и B' . На выходной характеристике соответственно C'' и B'' . Токи i_B и i_K изменяются в фазе с изменениями мгновенного значения суммарного напряжения $U_{об} + u_c$. В цепи источник э. д. с. смещения — коллекторный переход проходит пульсирующий ток, состоящий из постоянной $I_{ок}$ и переменной i_K составляющих тока такой же формы, как и входной сигнал. Переменная составляющая тока создаст на резисторе R_K падение напряжения, амплитуда которого $U_{R_{Kм}}$ равна амплитуде выходного сигнала $U_{выхм}$. При этом напряжение на резисторе изменяется синфазно, а выходное напряжение находится в противофазе с напряжением сигнала (рис. 18.10, в). При большом сопротивлении R_K амплитуда выходного сигнала $U_{выхм}$ значительно больше амплитуды напряжения сигнала $U_{см}$ (напряжение сигнала порядка десятка милливольт, ток — десятка микроампер, а выходное напряжение порядка нескольких вольт, ток — нескольких миллиампер). Таким образом, в приборе происходит усиление как напряжения, так и тока сигнала, а следовательно, и мощности.

К. п. д. усилителя равен отношению мощности сигнала на выходе $P_{вых}$ к мощности, потребляемой активным элементом от источника питания P_0 . В рассмотренном случае $P_{вых} = \frac{1}{2} U_{выхм} I_{выхм} = \frac{1}{2} U_{Kм} I_{Kм}$ где $U_{Kм}$ и $I_{Kм}$ — соответственно амплитуды коллекторных напряжения и тока.

Так как мощность, потребляемая усилителем, $P_0 = P_{ок} I_{ок}$, то к. п. д. усилителя

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{U_{Kм} I_{Kм}}{U_{ок} I_{ок}}, \quad (18.24)$$

причем, поскольку $U_{Kм} < U_{ок}$, $I_{Kм} < I_{ок}$, к. п. д. усилителя (по схеме с ОЭ) меньше 50%.

В реальных схемах усилителей содержится кроме резистора R_K еще ряд пассивных элементов.

§ 18.6. Режимы работы усилительных каскадов

Для того чтобы форма переменной составляющей тока на выходе усилителя совпадала с формой подаваемого на вход сигнала, зависимость между ними должна быть линейной. Поскольку транзистор является нелинейным элементом, возможно искажение сигнала. Наличие или отсутствие искажения зависит как от амплитуды сигнала, так и от выбора положения начальной рабочей точки на нагрузочной линии.

Выбор положения начальной рабочей точки влияет также на к. п. д. усилителя. В момент, когда сигнал отсутствует, вся энергия источников питания идет только на нагрев $p-n$ -переходов, т. е. тратится бесполезно. Если начальная рабочая точка лежит на середине прямолинейного участка, а амплитуда сигнала такова, что рабочая точка, перемещаясь, не выходит за пределы прямолинейного участка входной характеристики, то искажения сигнала не происходит. К. п. д. в этом случае меньше 50 %.

В зависимости от положения начальной рабочей точки на характеристиках активных элементов и амплитуды усиливаемого сигнала различают три основных режима работы усилительного каскада: А, В и С.

Режимы работы активных элементов часто называют *классами усиления*. Количественно режимы усиления для синусоидального сигнала характеризуют *углом отсечки* θ — половиной той части периода, в течение которой через выходную цепь активного элемента проходит ток. Угол отсечки выражают в градусах или радианах.

Режим А. В этом режиме начальная рабочая точка A находится примерно в середине линейной части проходной характеристики $I_K = f(U_B)$, а амплитуда сигнала такова, что, как видно из рис. 18.11, ток в выходной цепи протекает в течение всего периода сигнала. Угол отсечки θ равен 180° . (Отметим, что характеристики даны для усилителя с транзистором типа $p-n-p$ по схеме с ОЭ.)

Транзистор работает в активном режиме. Рабочая точка A , перемещаясь по нагрузочной линии, не выходит за пределы точек 1 и 2 на нагрузочной линии (см. рис. 18.10, в, точка A). При работе ниже точки 2 транзистор переходит из активного режима в режим отсечки, а при работе выше точки 1 — в режим насыщения. Из-за большого тока покоя к. п. д. в этом режиме низкий, менее 50 %. Это основной недостаток рассматриваемого режима. В режиме А активный элемент работает почти без искажений, а форма выходного сигнала соответствует форме входного. Режим А используют в основном в каскадах предварительного усиления.

Режим В. Начальная рабочая точка A лежит в начале проходной характеристики (рис. 18.12). Ток коллектора проходит через активный

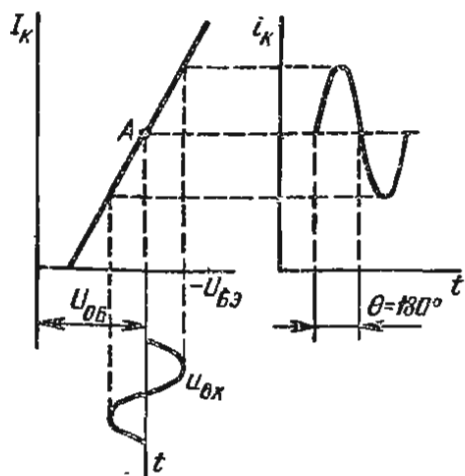


Рис. 18.11

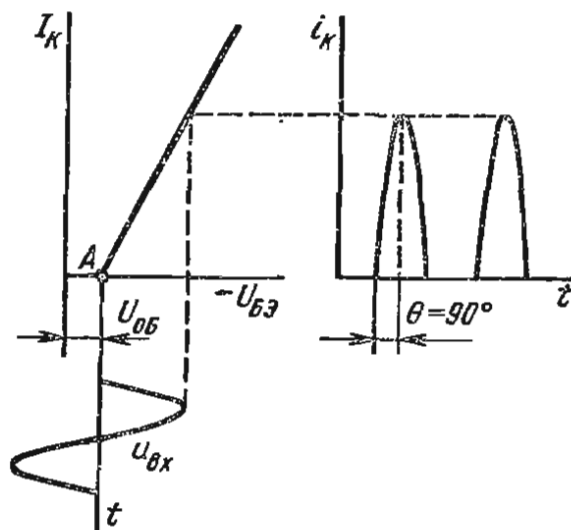


Рис. 18.12

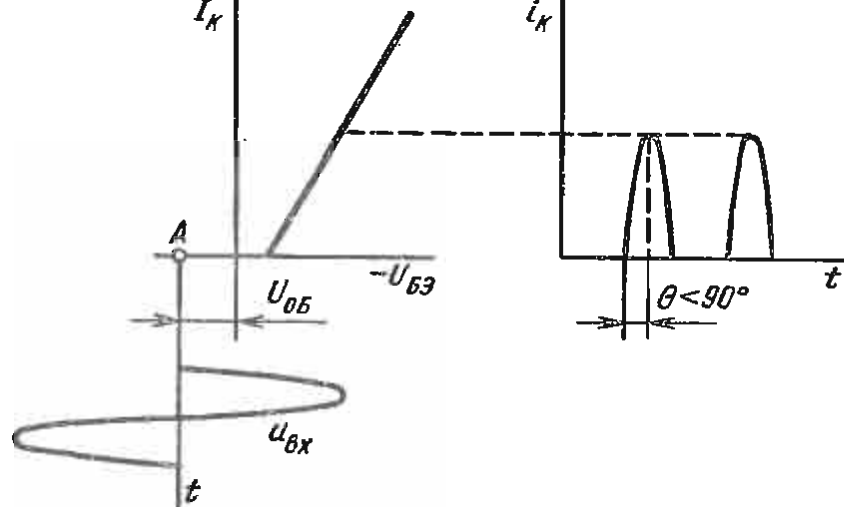


Рис. 18.13

θ составляет 90° . К. п. д. каскада, работающего в режиме В, значительно выше, чем для режима А, поскольку ток покоя мал.

В режиме В усилитель имеет высокий к. п. д. (до 80%), однако усиливается только один полупериод входного сигнала. Кроме того, сигнал сильно искажается.

Для усиления сигнала в течение всего периода используют двухтактные схемы, когда одно плечо схемы работает в положительный полупериод, а другое — в отрицательный. В режиме В (так как к. п. д. высок) работают каскады мощного усиления (выходная мощность от 10 Вт и более).

Режим С. В режиме С начальная рабочая точка А располагается правее начальной точки проходной характеристики (рис. 18.13). Угол θ менее 90° . В отсутствие сигнала ток через активный элемент не проходит — элемент полностью «заперт». При подаче сигнала ток коллектора проходит в течение времени, меньшем отрицательного полупериода напряжения входного сигнала, причем искажение сигнала большее, чем в режиме В. К. п. д. каскада, работающего в режиме С, выше, чем в режиме В, так как ток покоя отсутствует. Режим С применяют в мощных резонансных усилителях.

Режим Д. Иначе этот режим называют *ключевым*. Активный элемент в этом режиме работы усилителя находится либо в состоянии отсечки, либо в состоянии насыщения. В первом случае ток через активный элемент равен нулю, во втором — равно нулю падение напряжения между выходными зажимами. К. п. д. в этом режиме выше, чем в режиме С (он близок к единице), потери энергии малы. Этот режим используют только для усиления прямоугольных сигналов.

§ 18.7. Питание усилителей. Подача смещения на вход активного элемента

Положение начальной рабочей точки определяется полярностью и значением напряжения смещения на входе усилительного элемента. Значения напряжения смещения на входе обычно лежат в пределах

элемент лишь в течение отрицательного (для транзистора типа р-п-р) полупериода входного напряжения, во время же другого полупериода тока нет, т. е. активный элемент «заперт», рабочая точка А находится ниже точки 2 на нагрузочной линии — в области отсечки (см. рис. 18.10, в, точка А). Угол отсечки

от 0,1 до 1 В (меньшие значения для германиевых транзисторов, большие — для кремниевых). Ранее были рассмотрены схемы, в которых питание входной и выходной цепей транзистора осуществлялось от двух источников (E_B и E_K). Существует ряд схем, которые позволяют осуществлять подачу напряжения смещения во входную цепь от источника питания выходной цепи (E_K). Такие схемы называются *схемами смещения фиксированным током* или *фиксированным напряжением*. Рассмотрим их для случая, когда активным элементом является биполярный транзистор; включенный по схеме с ОЭ.

Подача смещения фиксированным током. В этой схеме (рис. 18.14) база соединена с минусом источника E_K через резистор R_B . В режиме покоя напряжение смещения на базе

$$U_{OB} = E_K - I_{OB}R_B, \quad (18.25)$$

где ток I_{OB} определяют по входной статической характеристике транзистора, исходя из требуемого положения начальной рабочей точки, которое задается постоянными напряжениями смещения U_{OB} и U_{OK} (E_K). Из (18.25) можно определить сопротивление резистора:

$$R_B = (E_K - U_{OB})/I_{OB}. \quad (18.26)$$

Напряжение $U_{OB} \ll E_K$, поэтому $R_B \approx E_K/I_{OB}$. Отсюда следует, что при установленных значениях E_K и R_B ток базы $I_{OB} = E_K/R_B$ останется тем же при замене транзистора или при изменении температуры и др. Значения R_B обычно составляют десятки и сотни килоом.

Аналогично осуществляется подача смещения фиксированным током в схеме с ОБ.

Подача смещения фиксированным напряжением. Напряжение смещения создается делителем напряжения с резисторами $R_{д1}$ и $R_{д2}$ (рис. 18.15), через которые проходят токи делителя $I_{д1}$ и $I_{д2}$. Из уравнений $E_K = R_{д1}I_{д1} + R_{д2}I_{д2}$ и $R_{д2}I_{д2} = U_{OB}$ можно определить сопротивления делителя:

$$R_{д1} = (E_K - U_{OB})/I_{д1} \text{ и } R_{д2} = U_{OB}/I_{д2}. \quad (18.27)$$

При расчете схемы сопротивления $R_{д1}$ и $R_{д2}$ выбирают такими, чтобы токи $I_{д1}$ и $I_{д2}$, проходящие через них, были в 3–5 раз больше тока I_{OB} . В этом случае изменение тока базы I_{OB} не вызывает ощутимого изменения напряжения смещения, практически оно остается постоянным.

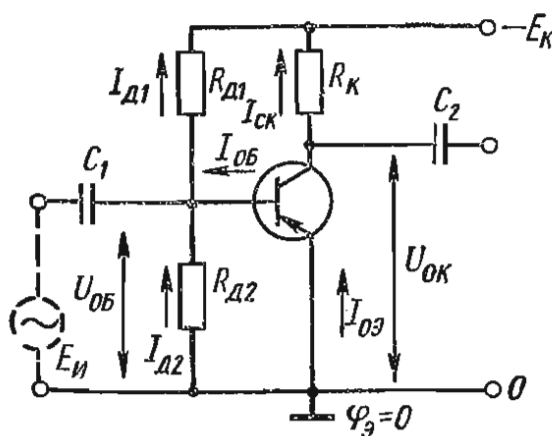


Рис. 18.14

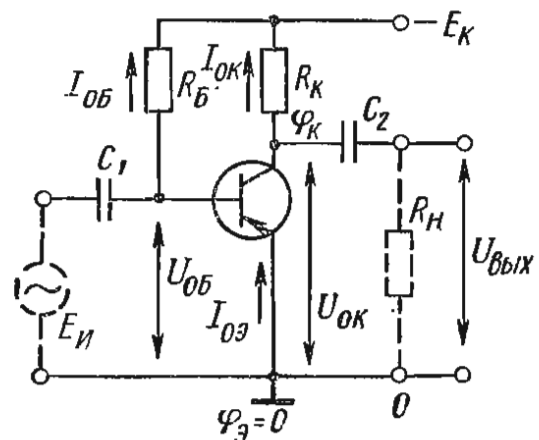


Рис. 18.15

§ 18.8. Схемы стабилизации положения рабочей точки

Основные свойства усилительного каскада (к. п. д., нелинейные искажения, мощность сигнала на выходе каскада и т. д.) определяются положением начальной рабочей точки, которое задает ток покоя выходной цепи I_{OK} . Поэтому при изменении температуры, замене активного элемента и т. д. положение начальной рабочей точки не должно изменяться (сверх допустимых значений).

Если же активным элементом является биполярный транзистор, то изменение температуры или замена активного элемента могут повлиять на значение коэффициента усиления по току и значение теплового тока (обратного тока коллекторного перехода); если транзистор полевой, то влияние скажется на напряжении отсечки и крутизне характеристики. Поэтому схема подачи смещения фиксированным током нецелесообразна, особенно если активным элементом является биполярный транзистор по схеме с ОЭ.

При подаче смещения фиксированным напряжением изменение температуры и замена транзистора в меньшей степени влияют на ток покоя коллектора (при использовании в качестве активного элемента биполярного или полевого транзисторов), поэтому такие схемы находят применение в промышленности.

Для того чтобы обеспечить работоспособность усилительного каскада при изменении температурных условий в режиме А, используют схемы стабилизации положения начальной рабочей точки.

Эмиттерная стабилизация (рис. 18.16). Стабилизация осуществляется введением в схему последовательной отрицательной ОС по постоянному току. Напряжение обратной связи снимается с резистора R_3 , который включен в цепь эмиттера.

Напряжение смещения, приложенное к эмиттерному переходу,

$$U_{0Б} = R_{д2} I_{д2} - R_3 I_{0Э}. \quad (18.28)$$

С изменением, например, температуры изменится ток покоя коллектора, а следовательно, и ток покоя эмиттера $I_{0Э}$. Пусть токи I_{OK} и $I_{0Э}$ увеличатся. Начальная рабочая точка на выходной динамической характеристике должна подняться вверх (см. рис. 18.11, в), но этого не произойдет, так как напряжение смещения $U_{0Б}$ уменьшится (18.28),

а вместе с этим уменьшатся и токи транзистора. Начальная рабочая точка останется на прежнем месте.

Для исключения влияния отрицательной обратной связи по переменному току на коэффициент усиления параллельно резистору R_3 включен конденсатор C_3 . Если конденсатор C_3 отсутствует, то переменная составляющая эмиттерного тока создает на резисторе падение напряжения $u_3 = R_3 i_3$, что снижает усиливаемое напряжение, так как

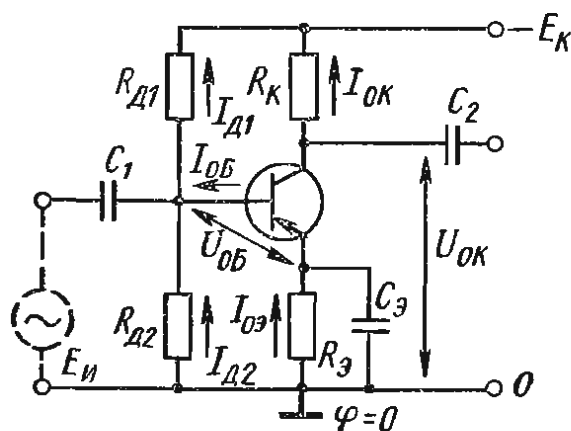


Рис. 18.16

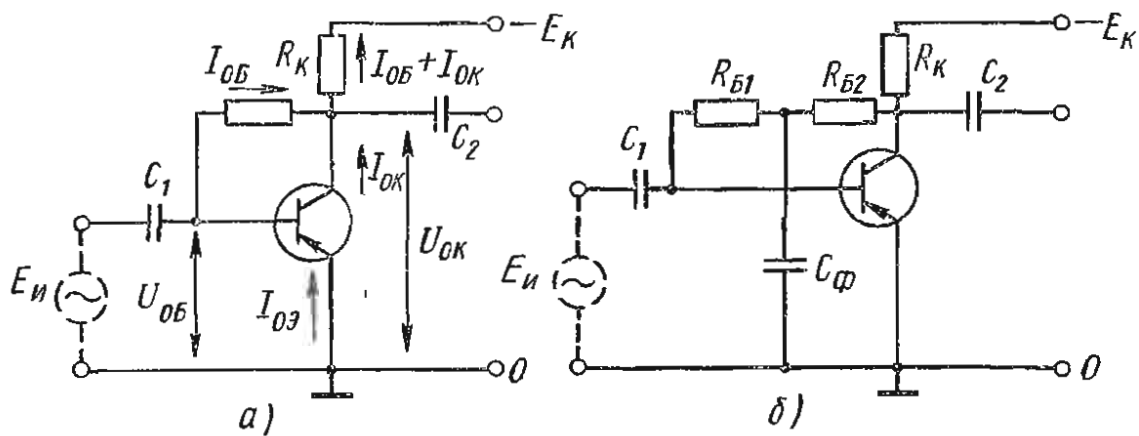


Рис. 18.17

$u_B = u_{вх} - R_{Э}i_{Э}$, а следовательно, и коэффициент усиления. Чтобы переменная составляющая на всех частотах усиливаемого напряжения не проходила через резистор, емкость конденсатора $C_Э$ должна быть большой. При этом емкостное сопротивление $1/(2\pi f C_Э) \ll R_{Э}$.

Коллекторная стабилизация (рис. 18.17, а). Стабилизация осуществляется введением параллельной отрицательной ОС по напряжению. Напряжение подается через резистор R_B , который включают между коллектором и базой. При этом напряжение на коллекторе $U_{ОК} = E_K - R_K(I_{ОБ} + I_{ОК}) = U_{ОБ} + R_B I_{ОБ}$. Поскольку напряжение $U_{ОБ}$ ничтожно мало по сравнению с напряжением на резисторе R_B , им можно пренебречь. Тогда

$$R_B I_{ОБ} = E_K - R_K (I_{ОК} + I_{ОБ}), \quad (18.29)$$

откуда следует, что, например, при увеличении температуры и, следовательно, тока $I_{ОК}$ напряжение на резисторе, равное $R_B I_{ОБ}$, уменьшается, т. е. уменьшается ток $I_{ОБ}$, а это вызывает уменьшение тока $I_{ОК}$. Чтобы исключить отрицательную ОС по переменной составляющей коллекторного напряжения (что вызвало бы снижение коэффициента усиления усилителя), в цепь базы вводят конденсатор $C_Ф$ (рис. 18.17, б). При этом резистор R_B заменяют двумя с примерно равными сопротивлениями и конденсатор включают между ними и заземленной точкой, в результате чего переменная составляющая напряжения не попадает на резистор $R_{Б1}$. Следует заметить, что сопротивление конденсатора $X_{C_Ф}$ должно быть значительно меньше (в десятки раз) сопротивления $R_B = R_{Б1} + R_{Б2}$.

Коллекторная стабилизация проще и экономичней эмиттерной, но уступает ей по диапазону стабилизируемых температур (стабилизация осуществляется в пределах изменения температуры не более чем на $20-30^\circ$ и изменениях статического коэффициента передачи по току $H_{21Э}$ не более чем в 1,5–2 раза).

§ 18.9. Свойства активных элементов при различных способах включения

Рассмотрим свойства активных элементов при различных способах включения, работающих на средних частотах. Хотя входные и выходные сопротивления зависят от сопротивления нагрузки R_n и внутреннего

сопротивления источника сигнала $R_{\text{и}}$, эту зависимость учитывать не будем.

Общую точку транзисторных схем обычно заземляют, ее потенциал принимают равным нулю ($\varphi = 0$), потенциалы других точек схемы определяют относительно нулевого потенциала. Увеличение отрицательного потенциала какой-либо точки схемы по модулю означает уменьшение напряжения между этой точкой и точкой с потенциалом, равным нулю; уменьшение отрицательного потенциала какой-либо точки по модулю означает увеличение напряжения.

Схема с общей базой. Рассмотрим упрощенную схему усилителя с двумя источниками питания: $E_{\text{Э}}$ во входной цепи для задания смещения $U_{\text{Э}} = f(E_{\text{Э}}, R_{\text{Э}})$ эмиттерного перехода в прямом направлении и $E_{\text{К}}$ в выходной цепи для задания смещения $U_{\text{К}} = f(E_{\text{К}}, R_{\text{К}})$ коллекторного перехода в обратном направлении (рис. 18.18).

При подаче на вход напряжения положительной полярности напряжение на эмиттерном переходе увеличивается, что приводит к увеличению тока коллектора и возрастанию падения напряжения на резисторе $R_{\text{К}}$, т. е. $U_{\text{вых}}$. Следовательно, можно заключить, что фазы (полярности) входного и выходного напряжений совпадают. Входное сопротивление $R_{\text{вх}} = dU_{\text{Э}}/dI_{\text{Э}}$ очень мало (от единиц до десятков ом), так как эмиттерный переход смещен в прямом направлении $R_{\text{Э}} \gg \gg R_{\text{вх}}$. Выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = dU_{\text{К}}/dI_{\text{К}}$ велико (от сотен килоом до единиц мегаом), так как коллекторный переход смещен в обратном направлении.

Коэффициент усиления по току $K_I = I_{\text{К}}/I_{\text{Э}} < 1$, т. е. усиления по току в схеме с ОБ не происходит. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{(R_{\text{К}} \parallel R_{\text{н}}) I_{\text{К}}}{(R_{\text{н}} + R_{\text{вх}}) I_{\text{Э}}} \approx \frac{R_{\text{К}} I_{\text{К}}}{R_{\text{вх}} I_{\text{Э}}}, \text{ и, поскольку } R_{\text{К}} \gg R_{\text{вх}}, \text{ а } I_{\text{К}} \approx I_{\text{Э}},$$

коэффициент усиления по напряжению велик. Коэффициент усиления по мощности $K_P = K_I K_U \approx K_U$.

Схема с общим эмиттером. Рассмотрим простейшую схему усилителя на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОЭ (см. рис. 18.15, где показаны постоянные составляющие токов и напряжений, поэтому в их обозначениях значок 0).

При подаче на вход напряжения положительной полярности уменьшаются напряжение $U_{\text{Б}}$, а следовательно, и токи $I_{\text{Э}}$ и $I_{\text{К}}$. Падение напряжения на резисторе $R_{\text{К}}$ уменьшается, т. е. выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ падает. Таким образом, увеличение входного напряжения вызывает уменьшение выходного напряжения, т. е. полярности напряжений противоположны и происходит сдвиг фаз на 180° между $U_{\text{вх}} = U_{\text{Б}}$ и $U_{\text{вых}} = U_{\text{К}}$. Входное сопротивление $R_{\text{вх}} = dU_{\text{вх}}/dI_{\text{вх}} = dU_{\text{Б}}/dI_{\text{Б}}$.

Если напряжение, подаваемое на вход схем с ОЭ и ОБ, приблизительно одинаково, то за счет того, что $I_{\text{Б}} \ll I_{\text{Э}}$, $R_{\text{вх}}$ для схемы с ОЭ значительно больше, чем для схемы с ОБ. Выходное сопротивление, определяемое всегда со стороны выходных зажимов при отключенной нагрузке и при $E_{\text{н}} = 0$, $R_{\text{вых}} \approx R_{\text{К}}$.

Коэффициент усиления по току $K_I = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}} = I_{\text{К}}/I_{\text{Б}}$, а так как $I_{\text{Б}} \ll I_{\text{К}}$, то имеется значительное усиление по току.

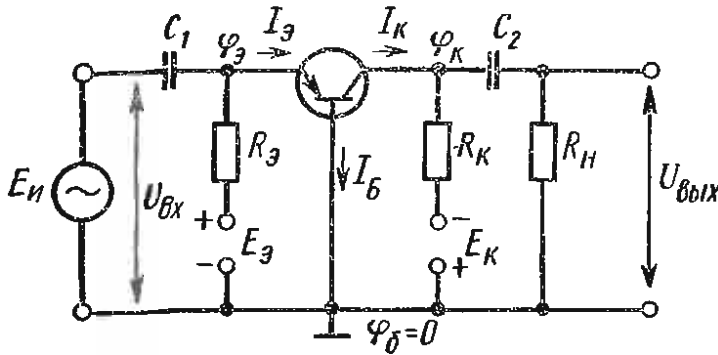


Рис. 18.18

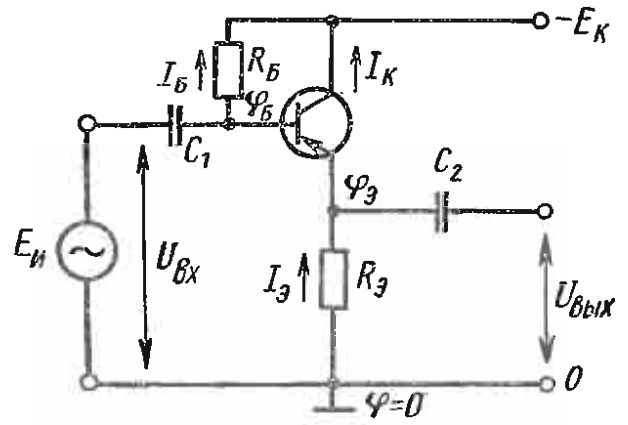


Рис. 18.19

При включении по схеме с ОЭ значительно усиление и по напряжению, и по мощности (усиление по току от десятков до сотен, по напряжению — несколько сотен, по мощности — до десятков тысяч). Схемы с ОЭ являются наиболее употребительными, их называют иногда *основными*.

Схема с общим коллектором. Рассмотрим схему усилителя, показанную на рис. 18.19. В этой схеме резистор R_K в цепь коллектора не включен. Резистор R_B определяет ток в цепи базы в режиме покоя. Знак выходного напряжения, которое снимается с резистора R_3 , включенного в цепь эмиттера, зависит от знака переменной составляющей тока эмиттера.

Коллектор является общей точкой для входной и выходной цепей. При работе усилителя по переменному току коллектор заземлен через небольшое внутреннее сопротивление источника E_K . Напряжение $U_{БЭ} = U_{ВХ} - R_3 I_3 = U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$ управляет током транзистора, т. е. в схеме существует последовательная отрицательная ОС по напряжению, которая уменьшает коэффициент усиления, увеличивает входное сопротивление и уменьшает выходное сопротивление. При подаче на вход сигнала положительной (относительно заземленной точки) полярности тока транзистора уменьшаются, уменьшается падение напряжения на резисторе R_3 и, следовательно, $U_{ВЫХ}$. Фаза усиливаемого сигнала не изменяется; $R_{ВХ} = dU_{ВХ}/dI_{ВХ}$, $U_{ВХ} > U_{ВЫХ}$; ток базы мал; входное сопротивление велико и достигает единиц — десятков килоом: $R_{ВЫХ} = dU_{ВЫХ}/dI_{ВЫХ}$.

Выходное напряжение приложено к эмиттерному переходу, при незначительном его увеличении происходит значительное изменение тока эмиттера, поэтому выходное сопротивление невелико (до сотен ом).

$$\text{Коэффициент усиления по току } K_I = I_3/I_B = \frac{I_3/I_3}{I_3/I_3 - I_K/I_3} = \frac{1}{1 - \alpha}$$

больше, чем в схеме с ОЭ. Коэффициент усиления по напряжению $K_U = U_{ВЫХ}/U_{ВХ} < 1$, так как $U_{БЭ} = U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$, т. е. входное напряжение должно быть выше выходного. Усиление по мощности в схеме с ОК небольшое, оно значительно меньше, чем в схемах с ОБ и ОЭ.

Поскольку в схеме с ОК $K_U \approx 1$ и фазы входного и выходного напряжений совпадают, схему с ОК называют *эмиттерным повторителем*.

Как правило, усилители состоят из нескольких каскадов, при этом каждый отдельный каскад в составе усилителя выполняет свои функции. На рис. 18.20, а приведена структурная схема многокаскадного усилителя, а на рис. 18.20, б — реальная схема двухкаскадного усилителя с RC-связью (указаны только основные элементы). Входное устройство служит для передачи сигнала от источника во входную цепь каскада предварительного усиления. В качестве входного устройства могут быть использованы конденсаторы, резисторы, трансформаторы. Так, например, входными устройствами на рис. 18.20, б являются конденсаторы C_1 и C_2 . Конденсатор C_1 включают, чтобы исключить прохождение постоянной составляющей тока и напряжения смещения первого активного элемента в источник сигнала, а также чтобы постоянная составляющая тока от источника сигнала не поступала на вход активного элемента. Конденсатор C_2 — входное устройство для второго каскада, он осуществляет связь каскадов.

Каскады предварительного усиления служат для усиления тока, напряжения или мощности сигнала до значения, необходимого для подачи на вход мощного усилителя. Для уменьшения нелинейных искажений в них почти всегда используется режим А. Транзисторы обычно включают по схеме с ОЭ.

Мощный усилитель предназначен для отдачи в нагрузку сигнала требуемой мощности и может состоять из нескольких каскадов. Иногда мощный усилитель называют оконечным. Усилительный элемент в них

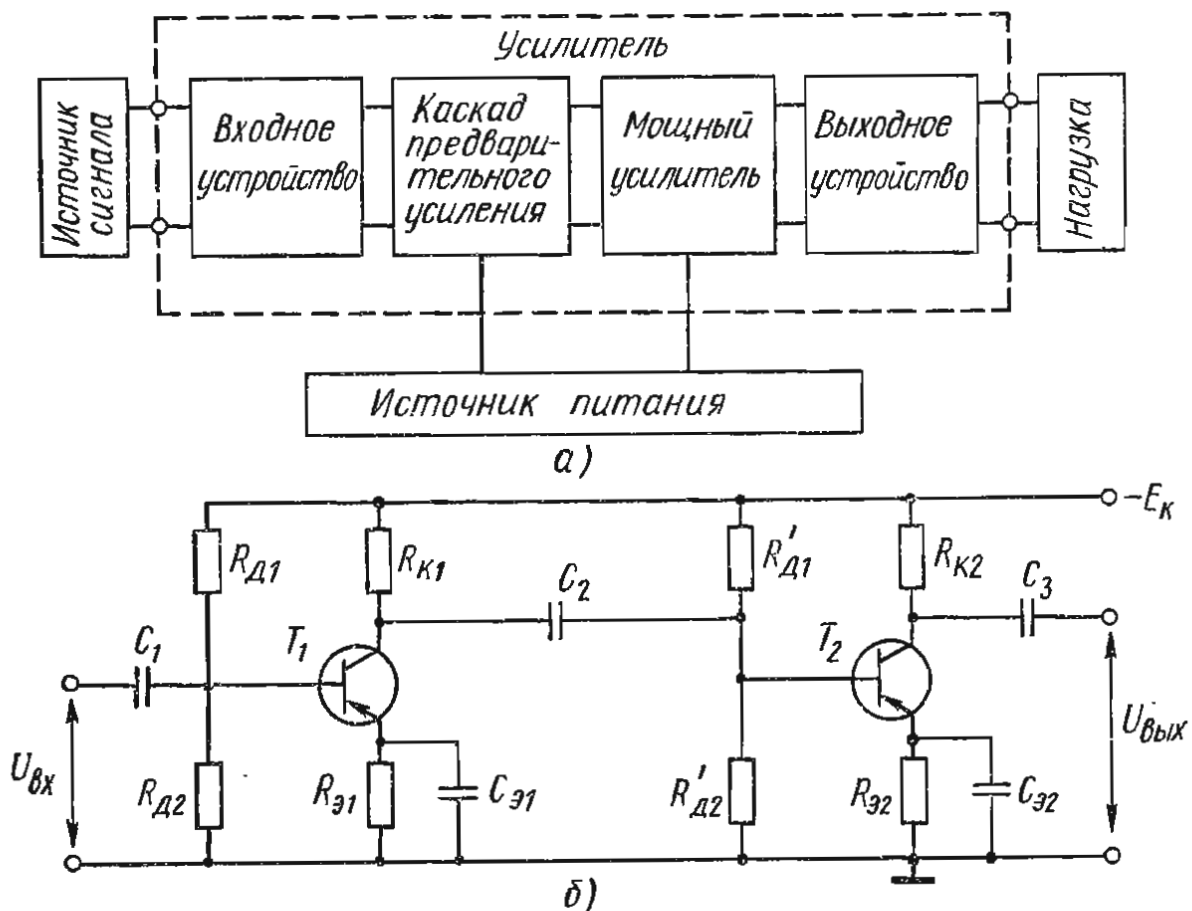


Рис. 18.20

может работать как в режиме А, так и В. Транзисторы чаще всего включают по схемам с ОЭ и с ОБ.

Выходное устройство необходимо для передачи сигнала из выходной цепи последнего усилителя в нагрузку. В качестве выходного устройства используют трансформаторы, конденсаторы и резисторы. Трансформаторы служат, например, для согласования выходного сопротивления последнего усилителя с сопротивлением нагрузки. На рис. 18.20, б выходным устройством является конденсатор C_2 . Конденсаторы и резисторы используют для разделения постоянных составляющих тока и напряжения выходной цепи усилителя и нагрузки.

Межкаскадные связи служат для передачи сигнала от источника сигнала на вход первого усилителя, от выхода одного каскада на вход другого и от выходной цепи последнего усилителя на нагрузку, осуществляя функции разделительных элементов. При этом через них напряжения питания подаются на зажимы усилительных устройств.

Основные виды межкаскадных связей — гальваническая, резисторная, емкостная, трансформаторная и дроссельная. Иногда используют комбинации этих связей. Прохождение постоянной составляющей сигнала обеспечивает только гальваническая связь, поэтому этот вид связи может быть применен и в усилителях постоянного тока. Остальные виды связей — в любых усилителях. Гальваническая связь может быть непосредственной и потенциометрической.

Усилительные каскады называют по типу использованной в нем связи: каскад с RC -связью (рис. 18.20, б), трансформаторный каскад и т. д.

§ 18.11. Импульсные усилители

В общем случае импульсные сигналы любой формы можно представить в виде суммы постоянной составляющей и ряда гармонических колебаний разных частот. Спектр частот импульсного сигнала может быть очень широким — от десятков герц до десятков мегагерц. На рис. 18.4, а, б был показан импульс наиболее распространенной прямоугольной формы, без искажений и с искажениями. Искажения обычно вызываются тем, что усилители обладают ограниченной полосой пропускания. Удлинение фронта импульса и выброс являются следствием завала частотной характеристики в области верхних частот, а спад (спад) вершины импульса — завала частотной характеристики в области низких частот.

Так как прохождению высокочастотных составляющих сигнала препятствуют паразитные емкости внутренние сопротивления и др., а прохождению низкочастотных составляющих сигнала — емкости и индуктивности элементов усилителя, то импульс на выходе усилителя будет воспроизводиться без искажений только при достаточно широкой полосе пропускания усилителя. Таким образом, основное требование, предъявляемое к импульсным усилителям, — это широкая полоса пропускания частот. Поэтому импульсные усилители часто называют *широкополосными*. Для удовлетворения требованию широкополосности в

импульсных усилителей используют резисторные каскады, которые обладают наилучшими амплитудно-частотными, фазовыми и переходными характеристиками.

В качестве активных элементов импульсных усилителей используют высокочастотные транзисторы, биполярные чаще всего включают по схеме с ОЭ, а полевые — с ОИ. Для расширения полосы усиливаемых частот в каскады вводят специальные корректирующие цепи, позволяющие управлять частотной, фазовой и переходной характеристиками каскада. Схемы коррекции бывают с ОС и без нее. Рассмотрим в качестве примера схемы низкочастотной и высокочастотной коррекции без ОС.

Низкочастотная коррекция (коррекция плоской вершины импульса).

Искажение плоской вершины импульса обычно происходит из-за наличия конденсаторов C_2 и C_3 (рис. 18.21, а). Зарядка их длится сравнительно долго (в течение примерно длительности входного импульса). Приблизительно можно считать, что она начинается с того момента, когда формирование фронта выходного импульса уже закончилось и напряжение на коллекторе равно установившемуся значению напряжения выходного импульса $U_{уст}$ (см. рис. 18.4, б). При зарядке конденсатора C_2 на низких частотах произойдет увеличение его сопротивления [$X_C = 1/(2\pi f C_2)$] и увеличение падения напряжения на нем, а это снизит напряжение $U_{вых}$.

Целью коррекции является увеличение усиления сигнала по мере уменьшения его частоты. Один из возможных вариантов коррекции — включение в цепь коллектора каскада цепочки $R_\phi C_\phi$ (рис. 18.21, а).

На рис. 18.21, б показана эквивалентная схема выходной цепи усилителя. Выходное сопротивление активного элемента переменному току отражено в ней сопротивлением R_Γ . Как известно, усиление будет тем больше, чем выше сопротивление нагрузки. Сопротивление конденсатора $X_C = 1/(2\pi f C)$ изменяется с изменением частоты. Чтобы это сопротивление на средних (и тем более на верхних частотах полосы пропускания) было очень незначительным, емкость конденсатора C_ϕ выбирается сравнительно большой. В этом случае на верхних частотах конден-

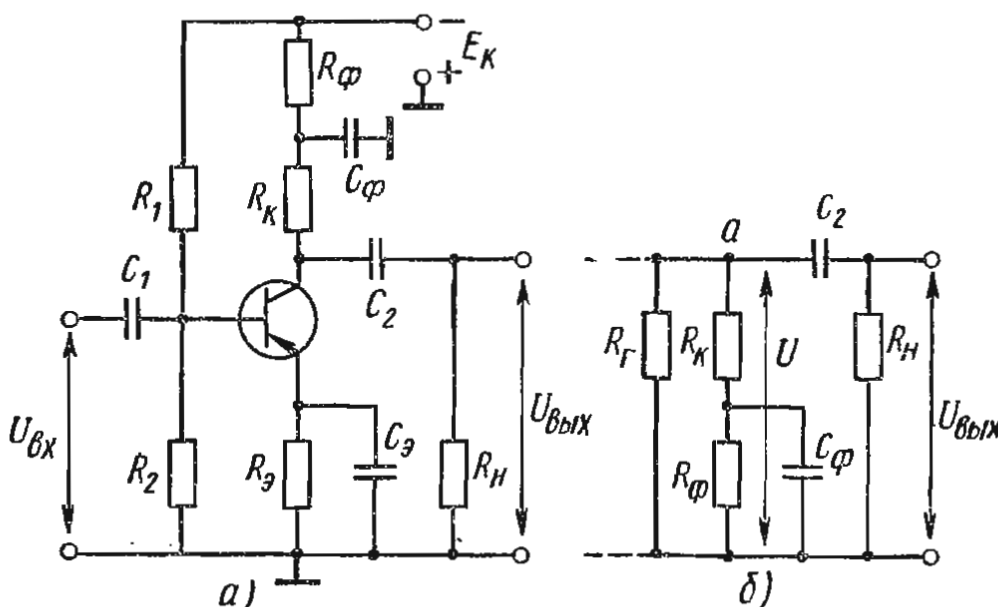


Рис. 18.21

сатор C_ϕ шунтирует резистор R_ϕ и корректирующая цепь не оказывает влияния на работу усилителя. С уменьшением частоты сопротивление конденсатора C_ϕ увеличивается, он уже не шунтирует R_ϕ и общее сопротивление $R_\phi \parallel X_C$ включенных параллельно R_ϕ и X_C увеличивается. Общее сопротивление коллекторной нагрузки $[(R_\phi \parallel X_{C\phi}) + R_K]$ в результате возрастает, а вместе с этим увеличивается и напряжение, вследствие чего коэффициент усиления каскада на низких частотах возрастет. Таким образом, $U_{\text{вых}}$ вследствие увеличения падения напряжения на разделительном конденсаторе C_2 в идеальном случае не уменьшается (из-за увеличения сопротивления конденсатора C_2 на низких частотах), так как оно компенсируется увеличением напряжения U (рис. 18.21, б). С помощью рассмотренной низкочастотной коррекции при правильном выборе значений R_ϕ и C_ϕ можно значительно увеличить полосу пропускания за счет увеличения диапазона нижних рабочих частот и существенно снизить (или совсем устранить) скос плоской вершины импульса на выходе.

Цепи, изменяющие частотную характеристику в области нижних частот и переходную характеристику в области больших времен, называют *цепями низкочастотной коррекции*. Цепочка $R_\phi C_\phi$ одновременно является развязывающим фильтром, предотвращающим появление паразитной ОС через общий источник питания, так как переменная составляющая напряжения питания замыкается через C_ϕ на землю и не попадает в коллекторную цепь транзистора.

Высокочастотная коррекция (коррекция фронта импульса). Наибольшее распространение получила схема высокочастотной параллельной коррекции индуктивностью. Корректирующая катушка индуктивности L_K включается последовательно с резистором коллекторной нагрузки R_K (рис. 18.22, а). Они образуют параллельный резонансный контур с емкостью C_0 , нагружающей каскад.

На рис. 18.22, б показана эквивалентная схема выходной цепи каскада для верхних частот полосы пропускания. Емкость $C_0 = C_H + C_M + C_{\text{вых}}$, где C_H — емкость нагрузки, C_M — емкость монтажа, $C_{\text{вых}}$ — выходная емкость транзистора. Значение индуктивности L_K выбирают очень малым так, что индуктивное сопротивление на нижних и средних частотах незначительно и влияния на работу цепи не оказывает ($X_L = 2\pi fL$). На высоких частотах при соответственно выбранном значении L_K контур

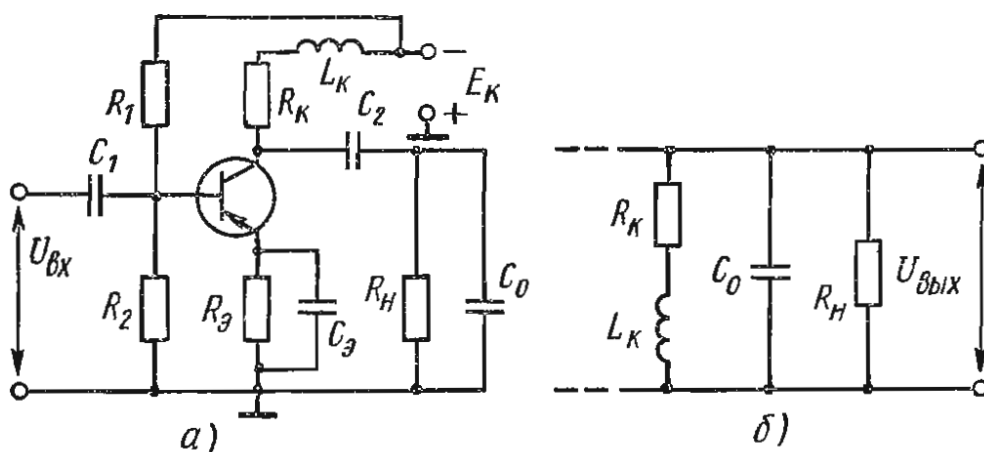


Рис. 18.22

находится вблизи резонанса и сопротивление его возрастет. Так как контур является нагрузкой выходной цепи, произойдет увеличение коэффициента усиления, расширится полоса пропускания и улучшится частотная характеристика. Цепи, изменяющие частотную характеристику на верхних частотах и переходную характеристику в области малых времен, называют *цепями высокочастотной коррекции*.

Параллельная коррекция индуктивности отличается конструктивной простотой, невысокой стоимостью, надежностью в работе. Но этот вид коррекции пригоден лишь для усилителей в дискретном исполнении.

§ 18.12. Усилители постоянного тока

Усилителями постоянного тока (УПТ) называют такие приборы, которые могут усиливать медленно изменяющиеся электрические сигналы, т. е. они способны усиливать не только переменные, но и постоянные составляющие напряжения и тока. Низшая рабочая частота таких усилителей нулевая, а верхняя может быть любой, вплоть до очень высокой (несколько мегагерц).

Усилители постоянного тока — наиболее распространенный тип усилительных устройств в вычислительной технике. Они имеют много разновидностей (дифференциальные, операционные, усилители с преобразованием сигнала и др.).

Амплитудно-частотная характеристика УПТ равномерна (рис. 18.23). Исходя из назначения УПТ связь между каскадами должна осуществляться таким образом, чтобы обеспечивалось прохождение постоянной составляющей, поэтому для межкаскадной связи нельзя использовать конденсаторы и трансформаторы. Усилители не должны содержать также блокировочных и разделительных конденсаторов. Связь между каскадами осуществляется или через резисторы, или непосредственно с помощью соединительных проводников (гальваническая межкаскадная связь).

В УПТ необходимо обеспечить условие, чтобы в отсутствие входного сигнала на выходе отсутствовали как переменная, так и постоянная составляющие сигнала, иначе нарушится пропорциональность между входным и выходным напряжениями. Однако, если не будут приняты соответствующие меры, это требование в УПТ не будет соблюдаться. Отклонение напряжения на выходе усилителя от начального

(нулевого) значения в отсутствие сигнала называется *дрейфом усилителя*. Основными причинами дрейфа являются температурная и временная нестабильность параметров усилительных элементов, резисторов и источников питания, а также низкочастотные шумы и помехи. Дрейф нуля искажает усиливаемые сигналы, может нарушить работу цепи настолько, что она будет неработоспособна.

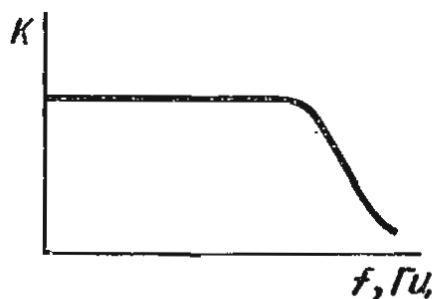


Рис. 18.23

Для компенсации дрейфа нуля, возникающего за счет изменения температуры, применяют специальные *термокомпенсационные схемы*, а на входе усилителя — *дифференциальные каскады*. Иногда усилитель предварительно прогревают, чтобы все его элементы к началу работы имели постоянную температуру, реже — термостатируют. Для исключения дрейфа, являющегося следствием нестабильности источников питания, последние стабилизируют с помощью электронных, магнитных и других стабилизаторов. УПТ не содержат элементов, которые не поддаются микроминиатюризации, поэтому в основном выполняются в виде гибридных и полупроводниковых интегральных микросхем. Усилители могут быть однотактными и двухтактными (дифференциальными). В настоящее время усилители постоянного тока выполняют по дифференциальной схеме.

§ 18.13. Дифференциальные усилители

По структуре дифференциальные усилители (ДУ) являются усилителями постоянного тока. В микроэлектронике они являются одним из универсальных элементов линейных интегральных микросхем. Другое название их — *параллельно-балансные каскады*. Их используют с целью обеспечения значительного снижения дрейфа нуля в усилителях постоянного тока.

Принцип работы балансной схемы можно пояснить на примере четырехплечего моста, показанного на рис. 18.24. Если выполняется условие $R_1/R_2 = R_4/R_3$, т. е. мост сбалансирован, то в нагрузочном сопротивлении R_H ток равен нулю. Баланс не нарушится и в том случае, если будут изменяться напряжение E и сопротивления резисторов плеч моста, но при условии, что соотношение между сопротивлениями резисторов сохраняется.

На рис. 18.25 представлена схема простейшего дифференциального каскада. Нетрудно убедиться, что она аналогична схеме рис. 18.24, если резисторы R_2 и R_3 заменить транзисторами T_1 и T_2 и считать, что $R_1 = R_{K1}$, а $R_4 = R_{K2}$. Сопротивления резисторов R_{K1} и R_{K2} выбирают

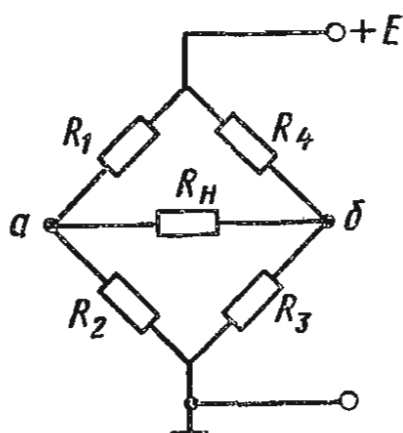


Рис. 18.24

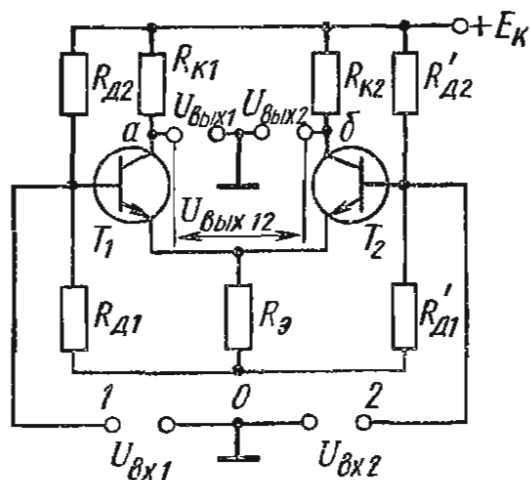


Рис. 18.25

равными, а транзисторы T_1 и T_2 — с идентичными характеристиками. В этом случае схема симметрична.

Как и в случае четырехплечего моста (см. рис. 18.24), в отсутствие сигнала напряжение на выходе $U_{\text{вых}12}$ равно нулю, так как токи и потенциалы коллекторов транзисторов T_1 и T_2 равны. Поскольку схема симметрична, всякое изменение характеристик транзисторов (за счет изменения температуры или из-за старения) вызовет одинаковое изменение токов в обоих плечах, поэтому разбаланса схемы не произойдет и дрейф выходного напряжения будет практически равен нулю.

Рассмотрим, как изменится состояние цепи при подаче на входы 1 и 2 сигналов: равных по значению и однофазных (синфазных); равных по значению, но с противоположными фазами (дифференциальных).

На вход ДУ поданы синфазные сигналы. Потенциалы баз транзисторов T_1 и T_2 изменятся на $\Delta U_{\text{Б}1} = \Delta U_{\text{Б}2} = U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2}$. На это же значение изменятся потенциалы эмиттеров. Ток через резистор R_3 поровну распределится между плечами ДУ, и потенциалы коллекторов изменятся на одно и то же значение. Напряжение на выходе будет равно нулю ($U_{\text{вых}12} = 0$). Таким образом, идеально симметричный ДУ не пропускает на выход синфазный сигнал.

На вход ДУ поданы дифференциальные сигналы $|U_{\text{вх}1}| = |U_{\text{вх}2}|$. Входное напряжение между точками 1 и 2 будет равно разности этих сигналов $U_{\text{вх}12} = U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}$. Поскольку схема симметрична, часть напряжения, равная $U_{\text{вх}12}/2$, приложится к эмиттерному переходу одного транзистора (со знаком плюс), а другая часть — к эмиттерному переходу другого транзистора (со знаком минус). Потенциал эмиттера одного транзистора увеличится, а другого уменьшится на $U_{\text{вх}12}/2$ соответственно, приращения токов в плечах схемы будут одинаковы, но иметь разные знаки. Потенциал коллектора одного транзистора увеличится, а другого уменьшится на одно и то же значение. На выходе схемы между точками a и b появится разность потенциалов, а следовательно, выходное напряжение $U_{\text{вых}12} = U_{\text{вых}1} - U_{\text{вых}2}$.

Таким образом, дифференциальный сигнал, поданный на вход ДУ, вызывает появление усиленного сигнала на выходе. Поскольку рассмотренный тип усилителей реагирует только на дифференциальный сигнал, его называют *дифференциальным усилителем*.

В идеальных ДУ за счет подавления синфазного сигнала дрейфа нуля не существует, так как напряжение дрейфа обоих плеч является синфазным сигналом для симметричных цепей ДУ. Помехи и наводки, действующие одновременно на оба входа, часто являются синфазными составляющими входного сигнала, но, поскольку абсолютная симметрия плеч ДУ практически невозможна, полностью подавить синфазную составляющую входного сигнала не удастся; в реальных ДУ дрейф нуля существует, но он очень незначителен по сравнению с дифференциальным (полезным) сигналом.

Коэффициент усиления дифференциального сигнала при идеальной симметрии схемы, когда отсутствует синфазная составляющая входного сигнала,

$$K_d = \frac{U_{\text{вых } 12}}{U_{\text{вх } 1} - U_{\text{вх } 2}}, \quad (18.30)$$

где выходное напряжение $U_{\text{вых } 12} = U_{\text{вых } 1} - U_{\text{вых } 2}$.

В реальном ДУ в присутствии синфазной составляющей сигнала

$$U_{\text{вых } 12} = K_d(U_{\text{вх } 1} - U_{\text{вх } 2}) + K_c \frac{U_{\text{вх } 1} + U_{\text{вх } 2}}{2}, \quad (18.31)$$

где $K_c = \frac{U_{\text{вых } 12}}{(U_{\text{вх } 1} + U_{\text{вх } 2})/2}$ — коэффициент усиления синфазного сигнала, когда дифференциальный сигнал отсутствует.

Качество дифференциального усилителя оценивают коэффициентом подавления синфазного сигнала

$$K_{\text{п. с. с}} = K_d / K_c, \quad (18.32)$$

ДУ считается хорошим, если $K_{\text{п. с. с}} \geq 10^4 \div 10^5$ или 80–100 дБ.

Отметим, что, поскольку в основе работы ДУ лежит идеальная симметричность его плеч, а выполнить это практически возможно только при микроэлектронном исполнении, наиболее широко ДУ используются в интегральных микросхемах. В ИМС элементы расположены настолько близко (на расстоянии нескольких десятков микрометров), что обеспечивает идентичность параметров элементов схемы.

§ 18.14. Операционные усилители

Операционным усилителем (ОУ) называют усилитель постоянного тока с дифференциальным входным каскадом, с очень высоким и стабильным коэффициентом усиления (от 1000 до 100 000), широкой полосой пропускания ($f_v = 10 \div 100$ МГц), высоким входным сопротивлением ($R_{\text{вх}} \geq 10$ кОм), малым выходным сопротивлением ($R_{\text{вых}} \leq 100$ Ом), малым дрейфом нуля, высоким коэффициентом подавления синфазных сигналов, несимметричным выходом. Таким образом, под термином «операционный усилитель» понимают высококачественный универсальный усилитель.

Условное обозначение ОУ показано на рис. 18.26, а, а его амплитудная характеристика — на рис. 18.26, б.

Вход 1, обозначенный знаком плюс на рис. 18.26, а, называют *неинвертирующим* (прямым), так как сигнал на выходе и сигнал на этом входе имеют одинаковую полярность. Вход 2, обозначенный знаком минус, называют *инвертирующим*, так как сигнал на выходе по отношению к сигналу на этом входе имеет противоположную полярность. На рис. 18.26, в показана принципиальная схема ОУ. Питание осуществляется от двух последовательно включенных источников, напряжения которых одинаковы, но знаки относительно заземленной точки разные. Этим обеспечивается нулевой сигнал на выходе в отсутствие входного сигнала и возможность получить выходной сигнал или положительной, или отрицательной полярности. Сигнал можно подавать от симметричного источника сигнала, соединенного с общим проводом,

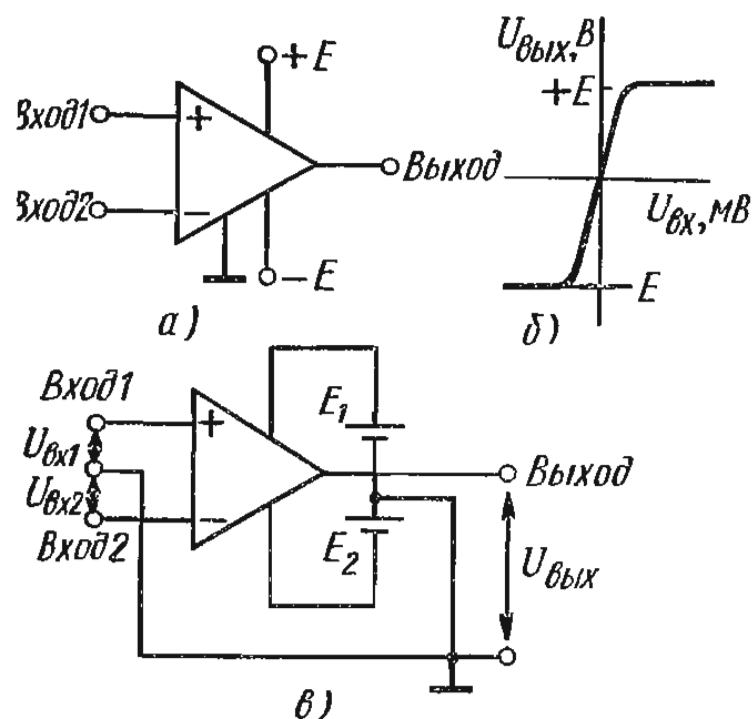


Рис. 18.26

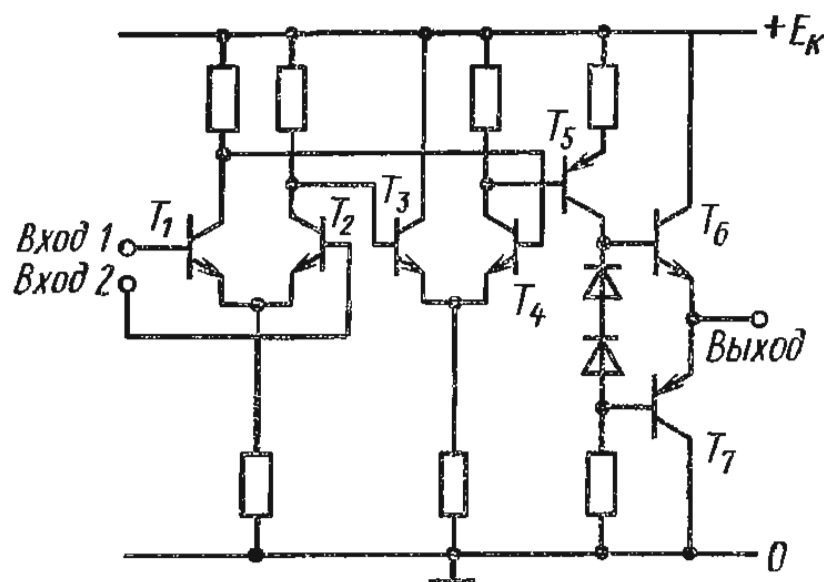
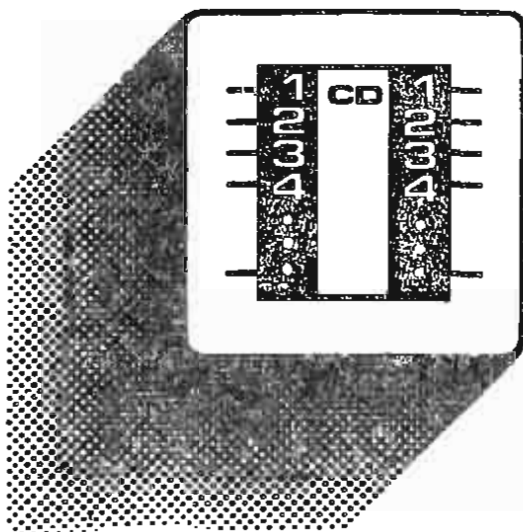


Рис. 18.27

на вход 1 — вход 2 либо от двух отдельных источников, один из которых подключают к инвертирующему входу и общему проводу, другой — к неинвертирующему и общему проводу. Часто сигнал подают на неинвертирующий вход, а через инвертирующий вход ОУ охватывают глубокой ОС. В этом случае можно получать устройства с различными свойствами, которые будут определяться параметрами цепи ОС. С помощью такого ОУ можно осуществлять математические операции (умножение, интегрирование, дифференцирование, сравнение и др. — отсюда произошло название этих усилителей — *операционные*).

Многообразие функций, которые можно выполнять ОУ, сделало его основным универсальным устройством аналоговых (линейных) интегральных микросхем.

Типовая схема ОУ показана на рис. 18.27. В ней имеется два дифференциальных каскада: один — на транзисторах T_1 и T_2 , другой — на транзисторах T_3 и T_4 (каскады предварительного усиления); переходный однотактный каскад на транзисторе T_5 и выходной каскад (мощный) на транзисторах T_6 и T_7 , выполненный по схеме эмиттерного повторителя с дополнительной симметрией. Диоды играют роль нелинейных сопротивлений, обеспечивающих температурную стабильность.



Раздел 6

ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА

Глава 19

ФОРМИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

§ 19.1. Электрические импульсы, их параметры и спектральный состав

В различных областях электроники — в электронно-вычислительной технике, в радиолокации, телевидении, в системах радиосвязи и др. — широко применяют устройства, работающие в импульсном режиме.

Импульсным режимом работы называется такой режим, при котором устройство вырабатывает или находится под воздействием электрической величины, имеющей характер импульсов и перепадов.

Импульсом называют электрическую величину (напряжение, ток, мощность), которая в течение короткого промежутка времени, соизмеримого с длительностью переходных процессов в устройстве, изменяется от одного постоянного (начального) значения до некоторого другого постоянного значения.

Перепадами называют быстрые (скачкообразные) изменения электрической величины между двумя уровнями.

Форма импульсов (рис. 19.1) может быть прямоугольной (а), трапецеидальной (б), линейно изменяющейся (треугольной) (в), экспоненциальной (г) и т. д.

Форма реальных импульсов обычно отличается от представленных на рисунке геометрически правильных импульсов из-за влияния, например, реактивных элементов и др. Так, наиболее часто встречающиеся прямоугольные импульсы обычно имеют реальную форму, показанную на рис. 19.2. Участки *ab* и *вг* быстрого нарастания и спада напряжения называются соответственно *фронтом* и *срезом* (спадом) импульса, участок *бв*, на котором напряжение изменяется сравнительно медленно, называют *вершиной*. Наибольшее по сравнению с исходной U_0 значение напряжения импульса U_m называют *амплитудой* (высотой) импульса.

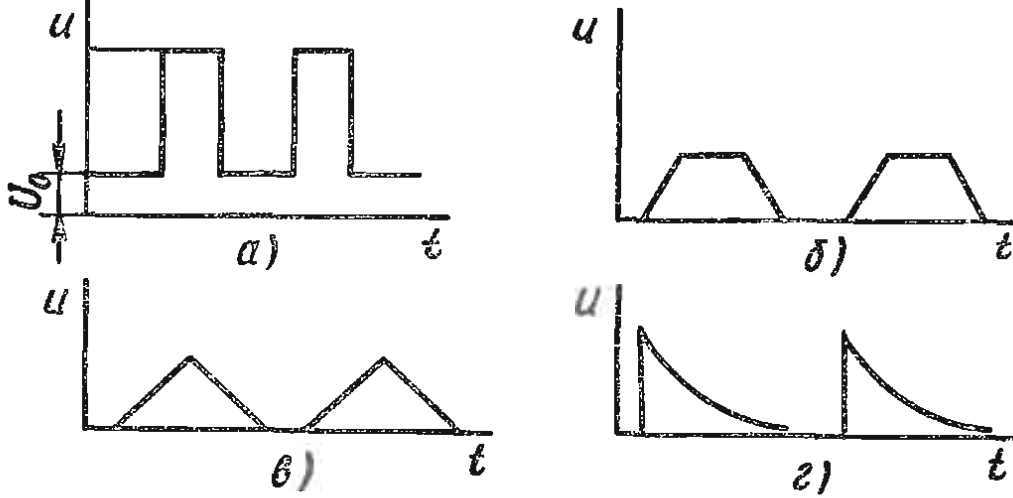


Рис. 19.1

Прямоугольный импульс характеризуют также *длительностью импульса* $t_{и}$, которая графически определяется на уровне $0,1U_m$; *длительностью фронта* $t_{ф}$ и *длительностью среза* $t_{с}$, которые определяются между уровнями от $0,1U_m$ до $0,9U_m$. Изменение напряжения на вершине импульса ΔU называется *завалом вершины*. Если импульсы следуют друг за другом через равные промежутки времени T , их называют *периодической последовательностью импульсов* (рис. 19.3). Дополнительными параметрами периодической последовательности импульсов являются следующие величины. *Период повторения* импульсов T — отрезок времени между одноименными фронтами двух соседних однополярных импульсов. Величина, обратная периоду повторений: $F = 1/T$, называется *частотой повторений*. *Сквозность импульсов* — отношение периода повторения к длительности импульса: $q = T/t_{и}$. Интервал времени между окончанием одного импульса и началом следующего называют *паузой*: $t_{п} = T - t_{и}$.

При анализе работы импульсных устройств и передаче импульсных сигналов важно знать спектральный состав этих сигналов. С целью исследования этой характеристики используется частотное представление функции в виде спектра (рис. 19.4), представляющее собой преобразование Фурье во временной области — амплитудно-частотную характеристику (АЧХ). Эта характеристика играет особую роль при переработке и передаче сигналов, так как определяет параметры и полосу

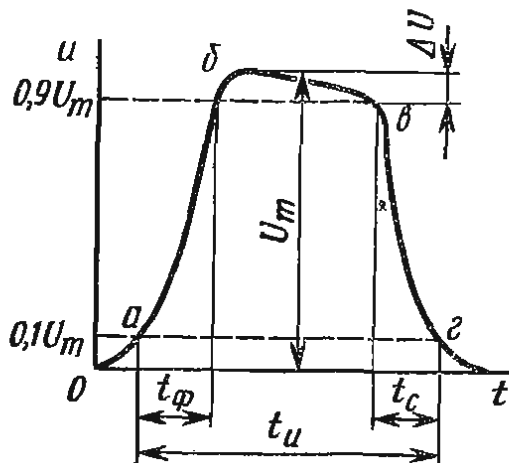


Рис. 19.2

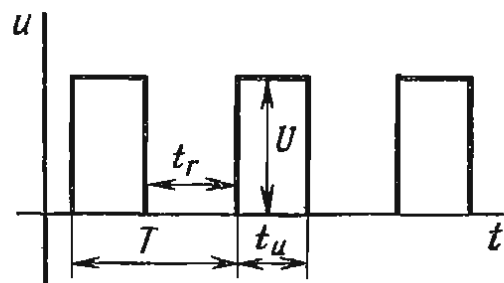


Рис. 19.3

пропускания аппаратуры. Спектры характеризуются активной шириной, т. е. диапазоном частот от 0 до f_{\max} , в котором сосредоточено 95% энергии сигнала. Например, для импульса прямоугольной формы $f_{\max} = 2/t_u$ (рис. 19.4), для колоколообразного $f_{\max} = 0,25/t_u$. Для неискаженной передачи прямоугольного импульса необходима полоса пропускания, равная $2/t_u$, а для колоколообразного — почти в восемь раз меньшая.

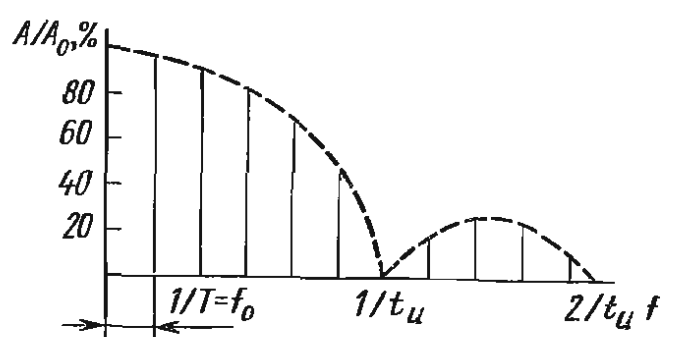


Рис. 19.4

Введем понятие электрического сигнала. *Электрический сигнал* — это физическая величина (ток, напряжение, электрическая мощность), параметры которой содержат информацию. Для образования сигналов среди многих других способов могут быть использованы импульсы. Сигналы в виде импульсов широко используются в современных цифровых вычислительных машинах.

§ 19.2. Интегрирующие и дифференцирующие цепи

В импульсных устройствах задающий генератор часто вырабатывает импульсы прямоугольной формы определенной длительности и амплитуды, которые предназначаются для представления чисел и управления элементами вычислительных устройств, устройств обработки информации и др. Однако для правильного функционирования различных элементов в общем случае требуются импульсы вполне определенной формы, отличной от прямоугольной, имеющие заданные длительность и амплитуду. Вследствие этого возникает необходимость предварительно преобразовывать импульсы задающего генератора. Характер преобразования может быть разным. Так, может потребоваться изменить амплитуду или полярность, длительность задающих импульсов, осуществить их задержку во времени.

Преобразования в основном осуществляются с помощью линейных цепей — четырехполюсников, которые могут быть пассивными и активными. В рассматриваемых цепях пассивные четырехполюсники не содержат в своем составе источников питания, активные используют энергию внутренних или внешних источников питания. С помощью линейных цепей осуществляются такие преобразования, как дифференцирование, интегрирование, укорочение импульсов, изменение амплитуды и полярности, задержка импульсов во времени. Операции дифференцирования, интегрирования и укорочения импульсов выполняются соответственно дифференцирующими, интегрирующими и укорачивающими цепями. Изменение амплитуды и полярности импульса может производиться с помощью импульсного трансформатора, а задержка его во времени — линией задержки.

Интегрирующая цепь. На рис. 19.5 приведена схема простейшей цепи (пассивного четырехполюсника), с помощью которой можно выпол-

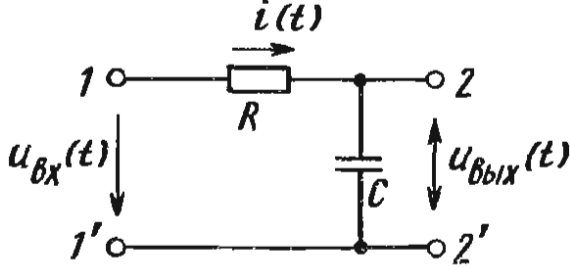


Рис. 19.5

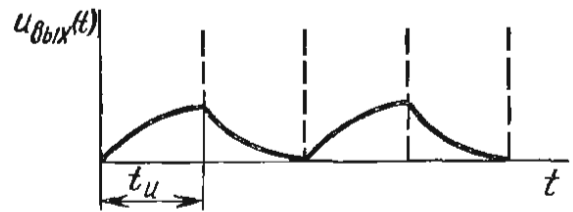


Рис. 19.6

нить операцию интегрирования входного электрического сигнала, поданного на зажимы 1-1', если выходной сигнал снимать с зажимов 2-2'.

Составим уравнение цепи для мгновенных значений токов и напряжений по второму закону Кирхгофа:

$$u_{\text{вх}}(t) = i(t)R + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt.$$

Отсюда следует, что ток цепи будет изменяться по закону

$$i(t) = [u_{\text{вх}}(t)/R] - [1/(RC)] \int_0^t i(t) dt.$$

Если выбрать постоянную времени $\tau = RC$ достаточно большой, то вторым слагаемым в последнем уравнении можно пренебречь, тогда $i(t) = u_{\text{вх}}(t)/R$.

Напряжение на конденсаторе (на зажимах 2-2') будет равно

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt = \frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}}(t) dt = \frac{u_{\text{вх}}(t)}{RC}. \quad (19.1)$$

Из (19.1) видно, что цепь, приведенная на рис. 19.5, выполняет операцию интегрирования входного напряжения и умножения его на коэффициент пропорциональности, равный обратному значению постоянной времени цепи: $1/(RC) = 1/\tau$.

Временная диаграмма выходного напряжения интегрирующей цепи при подаче на вход последовательности прямоугольных импульсов показана на рис. 19.6.

Дифференцирующая цепь. С помощью цепи, схема которой приведена на рис. 19.7 (пассивного четырехполосника), можно выполнять операцию дифференцирования входного электрического сигнала, поданного на зажимы 1-1', если выходной сигнал снимать с зажимов 2-2'. Составим уравнение цепи для мгновенных значений тока и напряжений по второму закону Кирхгофа:

$$u_{\text{вх}}(t) = i(t)R + u_c(t) = i(t)R + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt.$$

Если сопротивление R мало и членом $i(t)R$ можно пренебречь, то ток в цепи $i \approx C \frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt}$ и выходное напряжение цепи, снимаемое с R ,

$$u_{\text{вых}}(t) = i(t)R = RC \frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt}. \quad (19.2)$$

Анализируя (19.2), можно видеть, что с помощью рассматриваемой цепи выполняются операции дифференцирования входного напряжения и умножения его на коэффициент пропорциональности, равный постоянной времени $\tau = RC$. Форма выходного напряжения дифференцирующей цепи при подаче на вход серии прямоугольных импульсов приведена на рис. 19.8. В этом случае теоретически выходное напряжение должно представлять собой знакопеременные импульсы бесконечно большой амплитуды и малой (близкой к нулю) длительности.

Однако вследствие различия свойств реальной и идеальной дифференцирующих цепей, а также конечной крутизны фронта импульса на выходе получают импульсы, амплитуда которых меньше амплитуды входного сигнала, а длительность их определяется как $t_n \approx (3 \div 4)\tau = (3 \div 4)RC$.

В общем случае форма выходного напряжения зависит от соотношения длительности импульса входного сигнала t_n и постоянной времени дифференцирующей цепи τ . В момент t_1 входное напряжение приложено к резистору R , так как напряжение на конденсаторе скачком изменяться не может. Затем напряжение на конденсаторе возрастает по экспоненциальному закону, а напряжение на резисторе R , т. е. выходное напряжение, снижается по экспоненциальному закону и становится равным нулю в момент t_2 , когда зарядка конденсатора закончится. При малых значениях τ длительность выходного напряжения мала. Когда напряжение $u_{\text{вх}}(t)$ становится равным нулю, конденсатор начинает разряжаться через резистор R . Таким образом формируется импульс обратной полярности.

Пассивные интегрирующие и дифференцирующие цепи имеют следующие недостатки: обе математические операции реализуются приближенно, с известными погрешностями. Приходится вводить корректирующие звенья, которые, в свою очередь, сильно снижают амплитуду выходного импульса, т. е. без промежуточного усиления сигналов практически невозможны n -кратные дифференцирование и интегрирование.

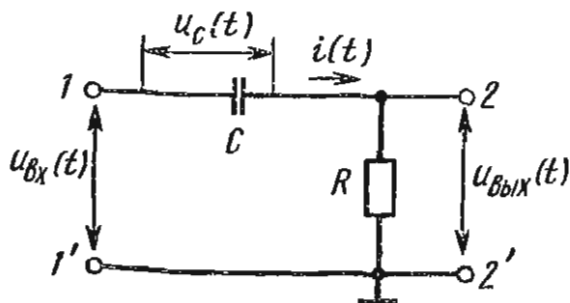


Рис. 19.7

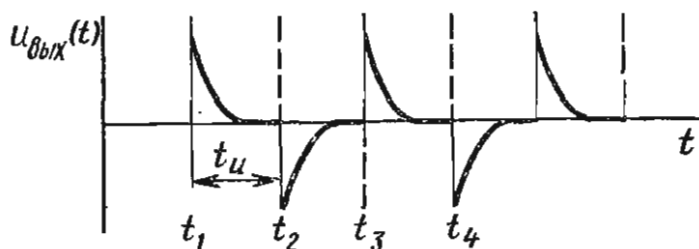


Рис. 19.8

Эти недостатки не свойственны активным дифференцирующему и интегрирующему устройствам. Одним из возможных способов реализации этих устройств является применение операционных усилителей (см. гл. 18).

Активное дифференцирующее устройство. Схема такого устройства на операционном усилителе приведена на рис. 19.9. Ко входу 1 подключен конденсатор C , а в цепь обратной связи включен резистор R_{oc} . Так как входное сопротивление чрезвычайно велико ($R_{вх} \rightarrow \infty$), то входной ток обтекает схему по пути, указанному пунктиром. С другой стороны, напряжение $u_{вх\text{оу}}$ в этом включении очень мало, так как $K_u \rightarrow \infty$, поэтому потенциал точки B схемы практически равен нулю. Следовательно, ток на входе

$$i(t) = -u_{в\text{ых}}(t)/R_{oc} \quad (19.3)$$

Ток на выходе $i(t)$ одновременно является зарядным током конденсатора C : $dq = C du_{вх}(t)$, откуда

$$i(t) = C du_{вх}(t)/dt. \quad (19.4)$$

Приравнивая левые части уравнений (19.3) и (19.4), можно написать $-u_{в\text{ых}}(t)/R_{oc} = C du_{вх}(t)/dt$, откуда

$$u_{в\text{ых}}(t) = -R_{oc}C \frac{du_{вх}(t)}{dt}. \quad (19.5)$$

Таким образом, выходное напряжение операционного усилителя является произведением производной входного напряжения по времени, умноженной на постоянную времени $\tau = R_{oc}C$.

Активное интегрирующее устройство. Схема интегрирующего устройства на операционном усилителе, приведенная на рис. 19.10, отличается от дифференцирующего устройства рис. 19.9 только тем, что конденсатор C и резистор R_{oc} (на рис. 19.10 — R_1) поменялись местами. По-прежнему $R_{вх} \rightarrow \infty$ и коэффициент усиления по напряжению $K_u \rightarrow \infty$. Следовательно, в устройстве конденсатор C заряжается током $i(t) = u_{вх}(t)/R_1$. Так как напряжение на конденсаторе практически равно выходному напряжению ($\varphi_B = 0$), а операционный усилитель изменяет

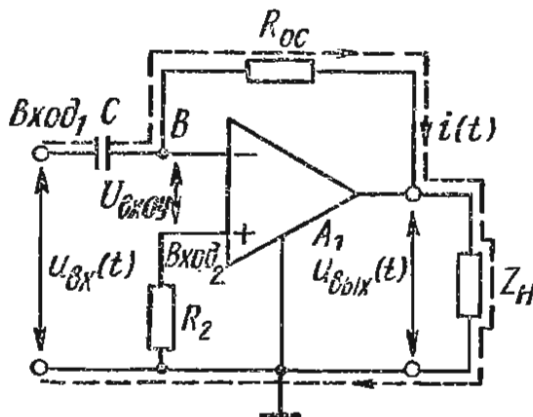


Рис. 19.9

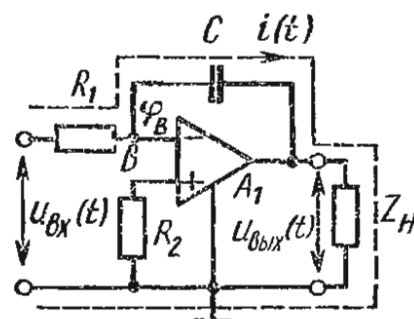


Рис. 19.10

фазу входного сигнала на выходе на угол π , имеем

$$u_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t u_{\text{вх}}(t) dt. \quad (19.6)$$

Таким образом, выходное напряжение активного интегрирующего устройства есть произведение определенного интеграла от входного напряжения по времени на коэффициент $1/\tau$.

§ 19.3. Линии задержки

Во многих элементах электроники, автоматики и особенно в счетно-решающей технике часто требуется задерживать импульс на какое-то время t_3 (*время задержки*) относительно какого-нибудь опорного (время его появления идентифицируется с нулевым моментом) импульса. Устройства, задерживающие выходной импульс относительно входного, называются *линиями задержки* (ЛЗ). Линии задержки могут быть естественными и искусственными.

Простейшей *искусственной* ЛЗ могут быть RC - или RL -цепи (рис. 19.11, а, б), которые питаются от генератора прямоугольных импульсов (ГПИ). В обеих указанных цепях выходной импульс в точках 2-2' задерживается относительно входного импульса (точки 1-1') на $t_3 = (2 \div 3)\tau$ (рис. 19.12). С помощью пороговых устройств можно очень точно зафиксировать t_3 .

К недостаткам таких устройств следует отнести большое искажение импульса и особенно удлинение фронтов.

В сверхбыстродействующих электронных устройствах применяются искусственные ЛЗ. Одна из таких ЛЗ приведена на рис. 19.13, а. Такая многозвенная линия обладает дисперсией времени задержки импульсов, связанной с зависимостью параметров отдельных звеньев от частоты импульсов. Емкость C является постоянной, а индуктивность — переменной. Индуктивные катушки выполнены на ферритовых кольцах. Процессы, происходящие в такой нелинейной дискретной ЛЗ при передаче импульса, описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, общее исследование которых достаточно сложное. Рассмотренная ЛЗ обеспечивает задержку импульса на время не меньшее, чем длительность фронта входного импульса, и дает возможность

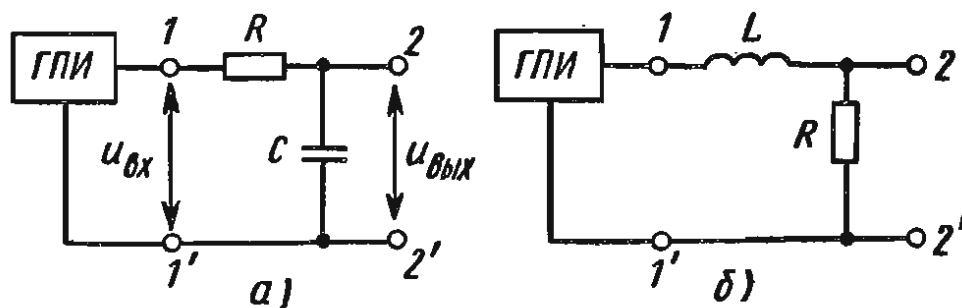


Рис. 19.11

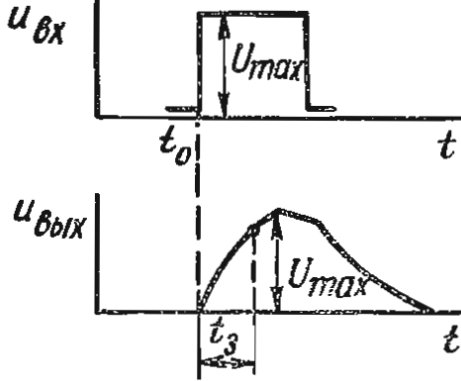


Рис. 19.12

получать задержанный импульс с крутым фронтом и значительной амплитудой на низкоомной нагрузке:

На рис. 19.13, б приведена схема линейной ЛЗ. Длительность задержки одного звена (пунктир на рисунке) t_1 определяется производной фазочастотной характеристики:

$$t_1 = \frac{du}{d\omega} = \frac{2}{\omega_c \sqrt{1 - (\omega/\omega_c)^2}}, \quad (19.7)$$

где $\omega_c = 2/\sqrt{LC}$ — частота среза.

Если соблюдается предположение, что частоты, составляющие спектр сигнала, малы по сравнению с ω_c , то $t_3 = n\sqrt{LC}$, где n — число звеньев ЛЗ. Однако при подаче через ЛЗ перепадов напряжений необходимо считаться с неизбежными искажениями фронтов импульсов. Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что при идеальном скачке напряжения U_0 на входе ЛЗ длительность фронта выходного напряжения для одного звена при согласованной нагрузке, когда $R_H = \rho$, где ρ — волновое сопротивление ЛЗ, составляет $t_{\phi 1} \approx 1,13\sqrt{LC}$, а для n -звенной ЛЗ — в $n^{1/3}$ раз больше, т. е.

$$t_{\phi} = t_{\phi 1} n^{2/3} = 1,13 n^{2/3} \sqrt{LC}. \quad (19.8)$$

Длительность задержки, отсчитанной от момента подачи входного импульса, до момента, когда напряжение на выходе достигает $0,5U_0$, оказывается для одного звена равной

$$t_{31} = 1,07\sqrt{LC}, \quad (19.9)$$

а для n -звенной ЛЗ

$$t_{3n} = nt_1 = 1,07n\sqrt{LC}. \quad (19.10)$$

Для высокоомных нагрузок пригодна ЛЗ с использованием сегнетоэлектрика (рис. 10.14), которая состоит из звеньев, содержащих катушку постоянной индуктивности L и нелинейную емкость $C(u)$ в виде конденсаторов с сегнетоэлектриком. Зависимость емкости этих конденсаторов от напряжения обусловлена тем, что диэлектрическая проницаемость у сегнетоэлектрика есть функция напряженности электрического поля

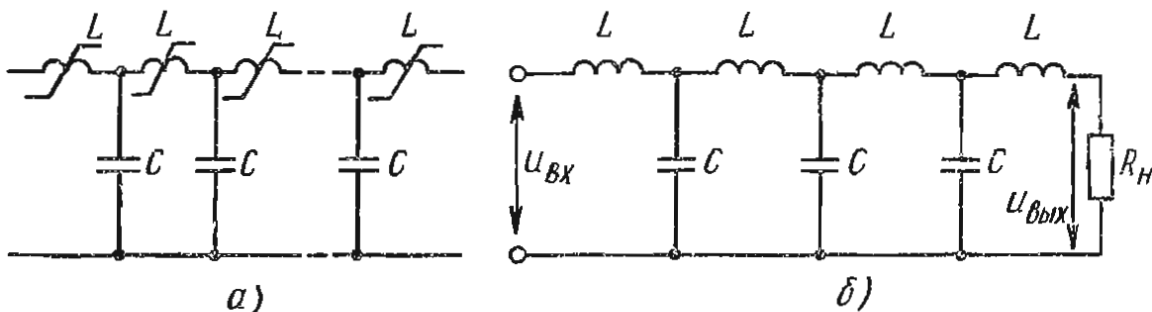


Рис. 19.13

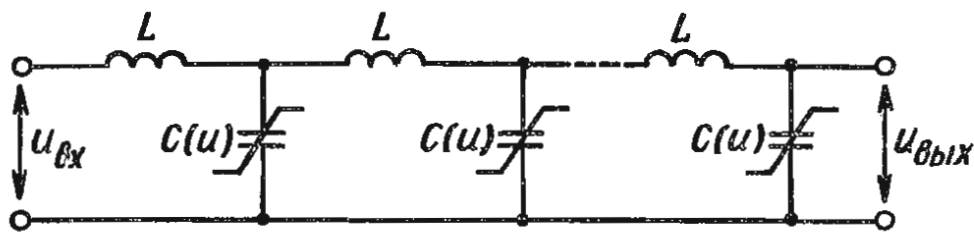


Рис. 19.14

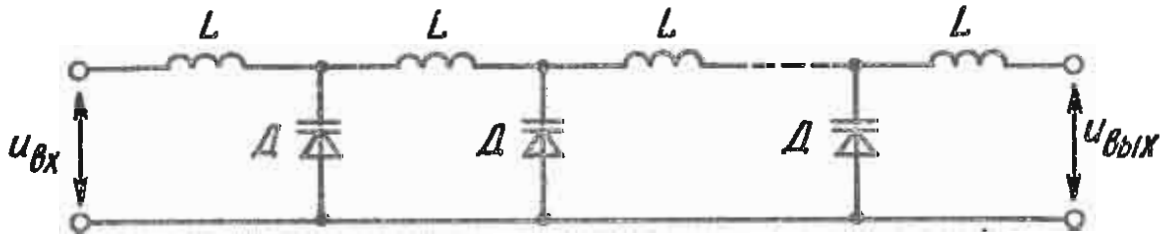


Рис. 19.15

$\varepsilon = f(E)$. Такие конденсаторы называют *варикондами*. Задержка импульса в линии может достигать значений $t_3 = nt_1$, где n — число звеньев.

Более перспективным, однако, является применение искусственных ЛЗ с полупроводниками. Такая ЛЗ выполняется в виде звеньев с постоянной индуктивностью L и нелинейной емкостью $C(u)$ (рис. 19.15). В качестве нелинейной емкости используют варикапы, емкость которых изменяется при изменении обратного напряжения.

Все рассмотренные ЛЗ могут быть использованы и как формирующие нелинейные цепи для импульсов с фронтами длительностью в сотые доли наносекунды.

§ 19.4. Линейные формирующие цепи. Генераторы линейно изменяющегося напряжения

Линейными формирующими цепями называются такие электрические или электронные устройства, распределенные или сосредоточенные параметры которых не зависят от амплитуды проходящих через них импульсов.

Частным случаем линейных формирующих устройств являются генераторы линейно изменяющегося (пилообразного) напряжения (ГЛИН), получившие широкое распространение в счетно-решающей технике, автоматике, технике измерений. Их применяют для получения пилообразного напряжения, которое характеризуется следующими основными параметрами (рис. 19.16): *периодом следования импульсов T , длительностью прямого хода $t_{пр}$, длительностью обратного хода $t_{обр}$, амплитудой U_{max} , а также коэффициентом нелинейности ε , который определяется отношением разности производных напряжения в начале и конце прямого хода к производной напряжения в начале прямого хода:*

$$\varepsilon = (u'_c(0) - u'_c(tu))/u'_c(0). \quad (19.11)$$

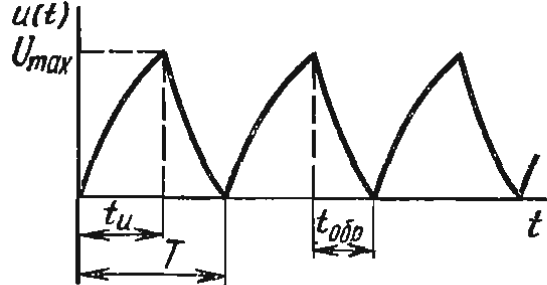


Рис. 19.16

Одним из требований, предъявляемым к ГЛИН, является максимально быстрый возврат сигнала в исходное состояние.

В основе получения пилообразного напряжения лежат процессы зарядки и разрядки конденсатора. Если обеспечить зарядку конденсатора стабильным током, то можно получить весьма высокую

линейность пилообразного напряжения. Действительно, при неизменном

постоянном токе зарядки I напряжение на конденсаторе $u_c = \frac{1}{C} \int_0^t I dt =$

$= \frac{I}{C} t$, т. е. линейно зависит от времени.

В качестве токостабилизирующей схемы можно, например, использовать выходную цепь транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером и охваченного отрицательной обратной связью по току (рис. 19.17, а). Используя рабочий участок выходной характеристики транзистора, на котором зависимость тока I_K от коллекторного напряжения U_K незначительна, и включая этот транзистор в цепь зарядки конденсатора C_1 последовательно с конденсатором C_2 , можно получить режим источника тока по отношению к конденсатору C_1 . В исходном состоянии T_2 открыт и насыщен за счет соответствующего выбора значения R_B . Точки a и b имеют почти одинаковый потенциал, а напряжение на C_1 практически равно нулю.

Напряжение между базой и эмиттером T_1 равно

$$U_{БЭ} = E_{C2} R i_э. \quad (19.12)$$

Если ток эмиттера начинает снижаться, то для сохранения знака равенства в (19.12) $U_{БЭ}$ должно повышаться. Ток базы транзистора T_1 , следовательно, возрастает и препятствует уменьшению тока $i_э$. Необходимо, чтобы в этой схеме конденсатор C_2 имел емкость, много большую емкости C_1 , так чтобы за время разрядки конденсатора C_1 напряжение на C_2 не успевало заметно измениться.

При воздействии входного напряжения положительной полярности (рис. 19.17, б) транзистор T_2 закрывается и конденсатор C_1 заряжается через токостабилизирующую цепь. На сопротивлении нагрузки Z_n напряжение практически линейно нарастает. По окончании действия импульса входного напряжения транзистор T_2 отпирается вновь и конденсатор C_1 разряжается через его малое сопротивление.

ГЛИН достаточно просто осуществляется на базе операционного усилителя. Структурная схема ГЛИН в интегральном исполнении приведена на рис. 19.18, а. На вход интегрирующего устройства подключают генератор прямоугольных импульсов ГПИ. Временные диаграммы ГЛИН приведены на рис. 19.18, б. Для исключения постоянной составляющей необходимо, чтобы площади разнополярных прямоугольных импульсов были равны: $S_1 = S_2$. Обычно $\Delta t_1 \ll \Delta t_2$. В этом случае

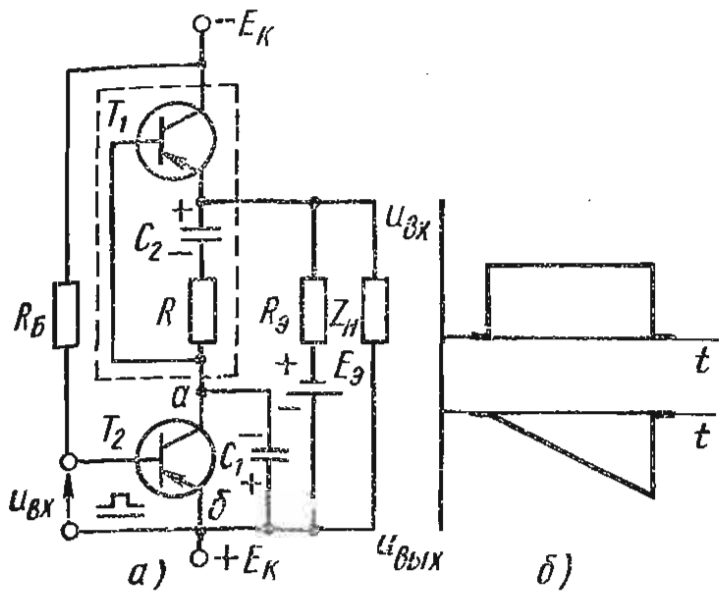


Рис. 19.17 .

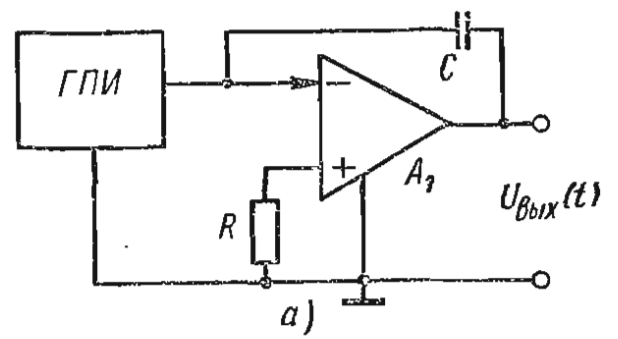


Рис. 19.18

получают линейно меняющееся напряжение «пилообразной» формы. Для обеспечения высокой линейности пилообразного напряжения необходимо, чтобы передние и задние фронты прямоугольных импульсов были отвесными, полка условно-отрицательного импульса ГПИ (под осью t) должна обладать особой стабильностью напряжения. ГЛИН на микросхемах обладает высокой линейностью ($\epsilon = 10^{-4}$).

§ 19.5. Ограничители электрических сигналов

Четырехполюсник, на выходе которого напряжение $u_{вых}(t)$ остается практически неизменным и равным U_0 , в то время как входное напряжение $u_{вх}(t)$ может превышать или быть ниже какого-то наперед заданного напряжения E , называется *ограничителем*.

Если $u_{вх}(t) > E$, то ограничение происходит *сверху* (рис. 19.19). Если $u_{вх}(t) < E'$, то ограничение происходит *снизу* (рис. 19.20). Если $E < u_{вх}(t) < E'$, то ограничение *двустороннее* (рис. 19.21). Если входной

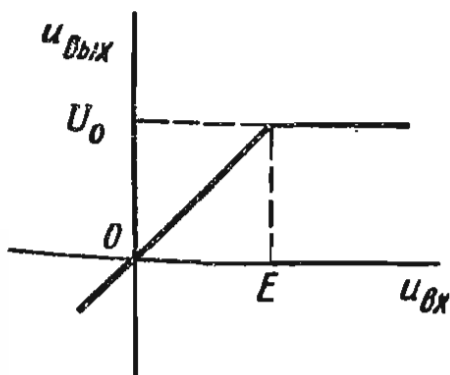


Рис. 19.19

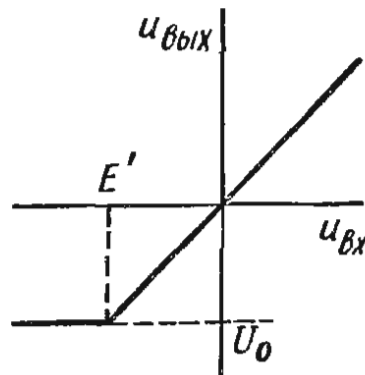


Рис. 19.20

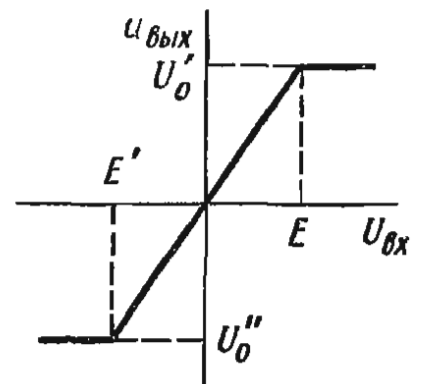


Рис. 19.21

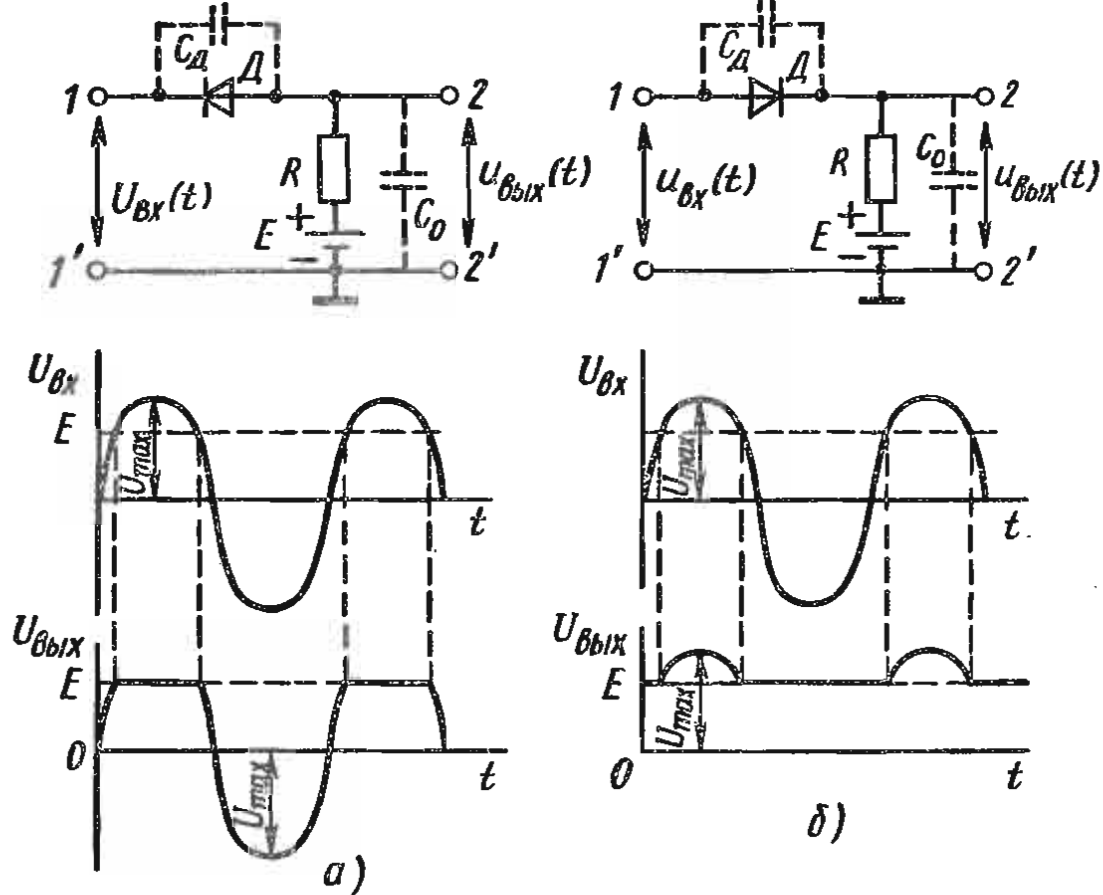


Рис. 19.22

сигнал не превосходит по амплитуде пороговых уровней, то он должен воспроизводиться без искажений. Таким образом, ограничитель является нелинейным четырехполюсником, который в идеальном случае имеет идеально ломаные амплитудные характеристики $u_{\text{вых}}(t) = f[u_{\text{вх}}(t)]$. В качестве нелинейных элементов в ограничителях в основном применяют полупроводниковые диоды.

Рассмотрим ограничители на полупроводниковых диодах. В зависимости от способа включения диода различают последовательные (рис. 19.22, а, б) и параллельные (рис. 19.23, а, б) схемы ограничения электрических сигналов. На рис. 19.22 приведены также их временные диаграммы напряжений. Когда напряжение на аноде диода отрицательно, диод заперт и выходное напряжение $u_{\text{вых}}(t) \approx E$, так как обратное сопротивление диода $R_{\text{обр}}$ значительно больше сопротивления нагрузки R . Если $U_{\text{д}} > 0$, то диод открыт и при условии, что прямое сопротивление диода $R_{\text{д}} \ll R$, напряжение на выходе почти равно входному. Следовательно, порог ограничения сигнала определен равенством нулю напряжения на диоде.

Если изменять значение и полярность напряжения источника постоянного напряжения E , то можно в довольно широких пределах изменять уровень ограничения. Положим, что прямое сопротивление диода $R_{\text{д}}$ мало зависит от температуры окружающей среды и постоянно, тогда для последовательного ограничителя справедливо следующее равенство:

$$u_{\text{вых}} = \frac{R u_{\text{вх}}}{R + R_{\text{д}}} + \frac{R_{\text{д}} E}{R_{\text{д}} + R} = \frac{R u_{\text{вх}} + R_{\text{д}} E}{R_{\text{д}} + R}. \quad (19.13)$$

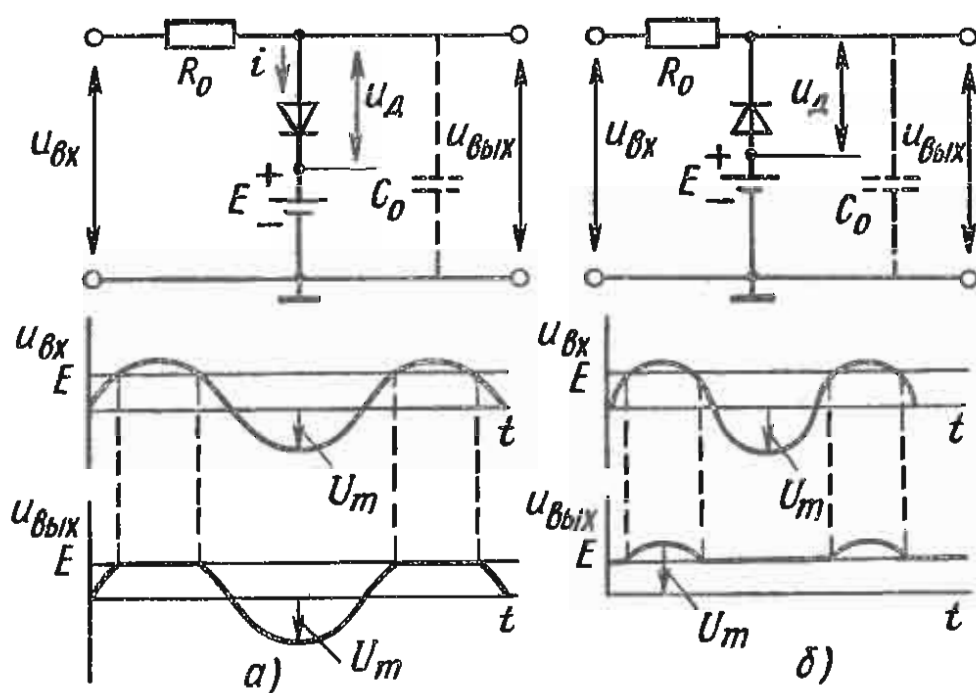


Рис. 19.23

Чем больше неравенство $R \gg R_D$, тем точнее напряжение на выходе повторяет входное напряжение. Ограничением в выборе R является появление при высоких частотах паразитной емкости на выходе схемы (точки 2-2') емкости диода C_D и, как следствие, искажение формы импульса. Паразитные емкости (возможность их существования) показаны пунктиром на схемах рис. 19.22, а, б.

Диод выбирают, исходя из требований к обратному напряжению, значениям прямого тока и емкости C_D .

Схемы параллельных ограничителей и их временные диаграммы приведены на рис. 19.23, а, б. При открытом диоде выходное напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ мало отличается от E , если по-прежнему выполняется условие $R_D \ll R_0$, где R_0 — сопротивление, ограничивающее ток в цепи при открытом диоде. Для схемы рис. 19.23, а справедливо следующее выражение:

$$u_{\text{вых}} = E + iR_D = E + \frac{u_{\text{вх}}R_D - ER_D}{R_0 + R_D} \approx E + \frac{R_D}{R_0}(u_{\text{вх}} - E). \quad (19.14)$$

При $R_D/R_0 \ll 1$ можно считать, что напряжение на выходе $u_{\text{вых}} = E$.

При запертом диоде выходное напряжение почти повторяет входное, так как $R_{\text{обр}} \gg R_0$. Как и в последовательной схеме, уровень ограничения в параллельном диодном ограничителе определяется напряжением E .

В параллельных ограничителях, схемы которых подобны представленным на рис. 19.23, а, б, также проявляются паразитные емкости C_0 (пунктир на рисунке), особенно на высоких частотах. Поэтому для сокращения длительности фронта импульса следует значение ограничивающего сопротивления R_0 выбирать не слишком большим.

Отметим, что параллельный ограничитель на диоде обеспечивает худшую по сравнению с последовательным ограничителем четкость ограничителя, так как в параллельной схеме четкость ограничения опре-

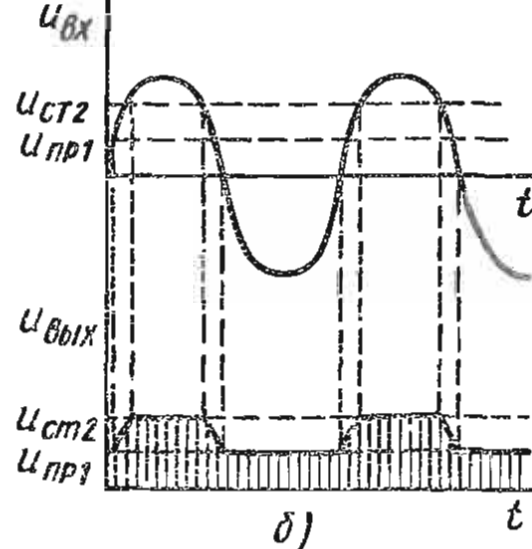
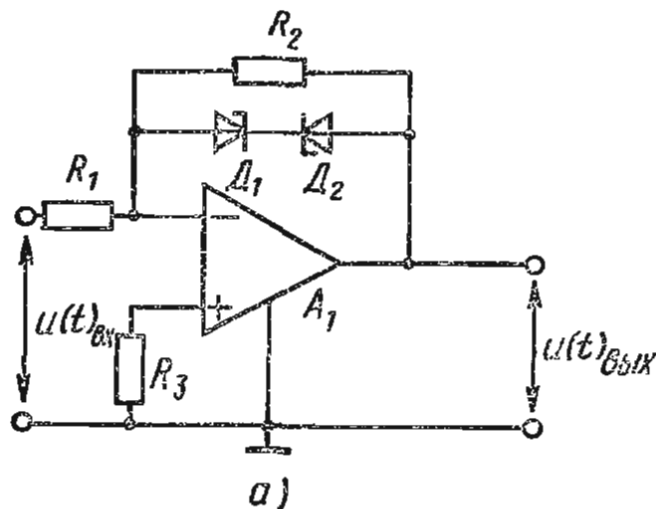


Рис. 19.24

деляется отношением R_D/R_0 , а в последовательной — отношением $R_{обр}/R$. Однако $R_{обр} > R$ и неравенство $R_{обр} \gg R$ реализуется на практике легче, чем $R_D \ll R_0$. К недостаткам параллельных ограничителей относится и то, что в этом случае источник E должен иметь малое собственное внутреннее сопротивление.

Схема рис. 19.23, б тоже имеет недостаток: на высоких частотах и при крутых перепадах напряжения дифференциальная емкость p - n -перехода создает в режиме ограничения (диод заперт) паразитную связь между входом и выходом.

Двустороннее ограничение напряжения рассмотрим на примере применения операционного усилителя в качестве активного ограничивающего прибора. Схемное решение приведено на рис. 19.24, а, а временные диаграммы — на рис. 19.24, б. Ограничение напряжения происходит следующим образом: до тех пор, пока выходное напряжение $u_{вых}(t)$ по абсолютному значению не превысит сумму напряжения стабилизации $u_{ст}$ одного из стабилитронов, например D_2 (на временной диаграмме $U_{ст2}$) и прямого падения напряжения на другом стабилитроне D_1 ($u_{пр1}$), устройство работает как обычный инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления по входу, равным отношению R_2/R_1 . Если же наступает равенство $u_{вых}(t) > u_{ст2} + u_{пр1}$, то стабилитрон D_2 пробьется и напряжение будет ограничено на уровнях $u_{пр1}$ и $u_{ст2}$.

§ 19.6. Электронные ключевые схемы на диодах и транзисторах

Диодные и транзисторные ключевые схемы (ключи) являются важнейшими элементами импульсных схем и логических элементов. Основное назначение электронных ключей состоит в коммутации (замыкании и размыкании) электрических цепей под воздействием управляющих сигналов. *Ключевой режим* характеризуется двумя состояниями: «Включено» и «Отключено». На рис. 19.25, а, б, в показаны принципиальная схема и временные диаграммы идеального ключа в замкнутом и разомкнутом

состояниях соответственно. Если ключ разомкнут, то $i = 0$, а $u_{\text{вых}} = E$ (рис. 19.25, б). Если же ключ замкнут, то $i = E/r$, $u_{\text{вых}} = 0$ (рис. 19.25, в). В реальных ключевых схемах токи и уровни выходного напряжения зависят от типа и параметров применяемых диодов и транзисторов.

Совершенство и качество электронного ключа характеризуются тремя основными параметрами: *временем переключения* $t_{\text{пер}}$, т. е. временем перехода из одного состояния в другое; *током через ключ в разомкнутом состоянии* i_p ; *падением напряжения на ключе в замкнутом состоянии* $u_{\text{замк}}$. Совершенство ключа будет тем выше, чем меньше $t_{\text{пер}}$, i_p , $u_{\text{замк}}$. Так как ключ имеет два устойчивых состояния, то в разомкнутом состоянии электрическое сопротивление ключа очень велико (стремится к бесконечности); при замкнутом состоянии ключа сопротивление его практически равно нулю. Быстродействие ключа характеризуется скоростью перехода ключа из одного устойчивого состояния в другое.

Диодные ключи. На рис. 19.26 приведена схема последовательного диодного ключа. При положительном входном напряжении $u_{\text{вх}}$ диод открыт и через него протекает ток $i = u_{\text{вх}} / (R_{\text{пр}} + R)$, где $R_{\text{пр}}$ — прямое сопротивление диода. В этом случае выходное напряжение $u_{\text{вых}} = Ri = Ru_{\text{вх}} / (R_{\text{пр}} + R)$. Как правило, $R_{\text{пр}} \ll R$, поэтому $u_{\text{вых}} \approx u_{\text{вх}}$.

При отрицательном входном напряжении обратный ток через диод $i = u_{\text{вх}} / (R_{\text{обр}} + R)$ незначителен, так как $R_{\text{обр}} \gg R$ и $u_{\text{вых}} \approx Ru_{\text{вх}} / R_{\text{обр}} \ll \ll u_{\text{вх}}$, где $R_{\text{обр}}$ — обратное сопротивление диода.

Уровень входного напряжения, определяющего отпирание или запираание диода (рис. 19.26), соответствует нулевому значению. Для изменения уровня включения в цепь ключа подключают источник напряжения смещения E_k (рис. 19.27). В этом случае при $u_{\text{вх}} > E_k$ диод открыт и $u_{\text{вых}} \approx u_{\text{вх}}$, а при $u_{\text{вх}} < E_k$ — диод закрыт и $u_{\text{вых}} = E_k$.

Переключение диодного ключа из одного состояния в другое происходит не мгновенно, так как существует собственная емкость диода, а при высоких частотах — емкости монтажа схемы и нагрузки, которые шунтируют вход и выход ключа.

На рис. 19.28 показана схема параллельного диодного ключа с нулевым уровнем включения. При положительном входном напряжении диод открыт и через него протекает ток (ключ замкнут), $u_{\text{вых}} \approx 0$. При отрицательном входном напряжении через диод практически ток не протекает (ключ разомкнут), $u_{\text{вых}} \approx u_{\text{вх}}$.

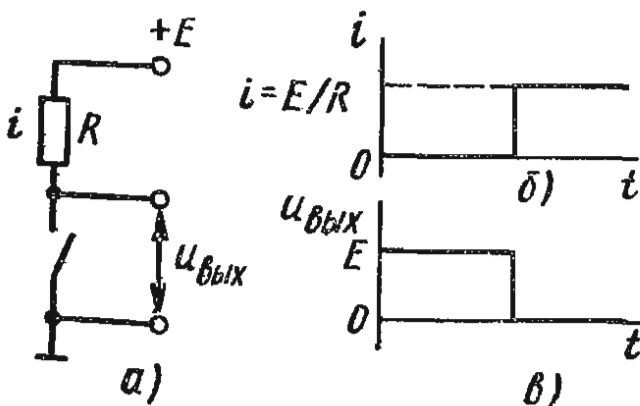


Рис. 19.25

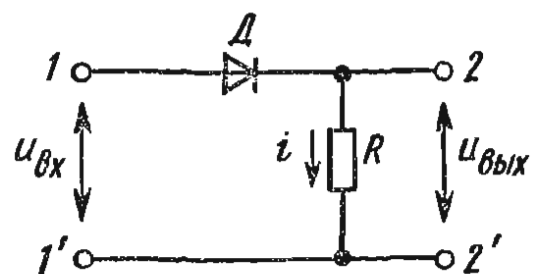


Рис. 19.26

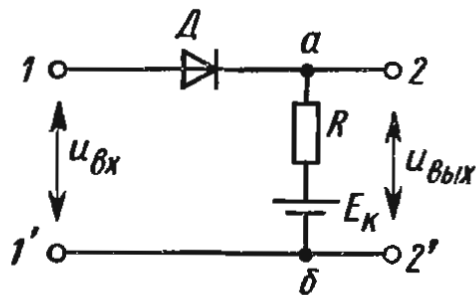


Рис. 19.27

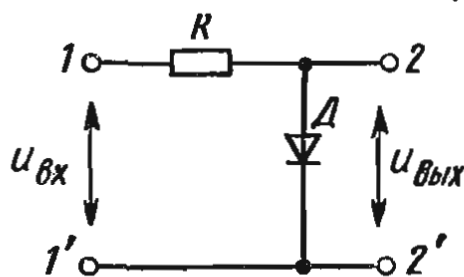


Рис. 19.28

Для изменения нулевого уровня включения последовательно с диодом подключают источник напряжения смещения E_k (рис. 19.29). При открытом диоде выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ незначительно отличается от E_k , если $R_{\text{пр}} \ll R$ (здесь $R_{\text{пр}}$ — сопротивление диода в прямом направлении, равное 1–1,5 Ом). Действительно, для схемы рис. 19.29 можно записать

$$u_{\text{вых}} = E_k + iR_{\text{пр}} = E_k + \frac{(u_{\text{вх}} + E_k)R_{\text{пр}}}{R + R_{\text{пр}}} \approx E_k + \frac{R_{\text{пр}}}{R}(u_{\text{вх}} - E_k).$$

При выполнении условия $(R_{\text{пр}}/R) \ll 1$ можно считать, что $u_{\text{вых}} \approx E_k$.

Если полярность включения диода изменить, то при положительном входном сопротивлении $u_{\text{вх}} > E_k$ диод закрывается и выходное напряжение почти повторяет входное. Уровень ограничения в диодном параллельном ключе определяется, как в предыдущем случае, напряжением E_k .

Время переключения диодных ключей $t_{\text{пер}}$, определяющее их быстродействие, зависит от паразитных емкостей p - n -перехода и емкостей монтажа, а также от времени выключения диода $t_{\text{выкл}}$, определяемого временем рекомбинации носителей заряда.

Транзисторные ключи. Режим работы транзистора, при котором он находится в установившемся состоянии либо в области отсечки, либо в области насыщения, называется *ключевым*. Качество транзисторного ключа определяется *минимальным падением напряжения на нем в замкнутом состоянии, минимальным током в разомкнутом состоянии, а также скоростью перехода из одного состояния в другое*. В зависимости от назначения транзисторного ключа и режимов его работы схема ключа видоизменяется.

Некоторые типы транзисторных ключей имеют самостоятельное назначение и применяются в качестве бесконтактных прерывателей. Транзисторный ключ является основным элементом более сложных импульсных устройств регенеративного типа. Например, два транзисторных ключа, охваченных положительной обратной связью, образуют

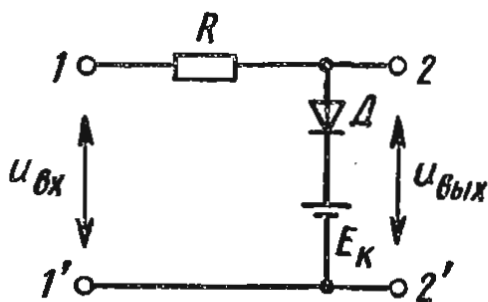


Рис. 19.29

мультивибратор или триггер. В ключевых устройствах транзистор, как правило, включается по схеме с общим эмиттером (рис. 19.30, а), так как при таком включении транзистор потребляет сравнительно небольшую мощность из цепи управления и обеспечивает хорошие формирующие свойства за счет значительного коэффициента передачи по напряжению ($K_u \gg 1$).

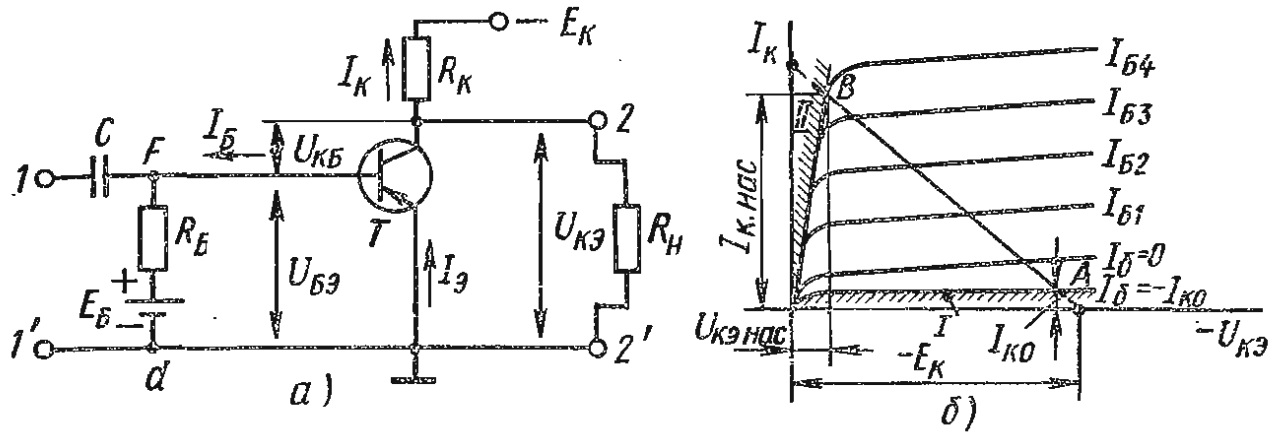


Рис. 19.30

Выходные характеристики транзисторного ключа показаны на рис. 19.30, б. Для того чтобы в отсутствие управляющего импульса напряжения транзистор надежно находился в отключенном состоянии (режим отсечки), между базой и эмиттером включают специальный источник питания E_B . Выключенное состояние транзистора $p-n-p$ -типа обеспечивается подачей на базу положительного запирающего напряжения от этого источника. В этом случае коллекторный ток транзистора минимален и равен обратному току коллекторного перехода I_{K0} . Ток I_{K0} образуется неосновными носителями заряда. Напряжение на коллекторе транзистора $U_{KЭ} = E_K - I_K R_K$, т. е. оно несколько меньше напряжения источника питания. Рабочая точка A (рис. 19.30, б) пересечения нагрузочной прямой с характеристикой, соответствующей току базы $i_B = -I_{K0}$, является *точкой отсечки* и соответствует закрытому состоянию транзистора. В режиме отсечки по цепи $+E_B, R_B$, коллекторный переход $T, R_K, -E_K, 0, -E_B$ протекает обратный ток. Для обеспечения надежности режима отсечки необходимо, чтобы соблюдалось неравенство

$$E_B - I_{K0\max} R_B \gg 0, \quad (19.15)$$

где $I_{K0\max}$ — максимальный обратный ток коллекторного перехода при наибольшей допустимой температуре окружающей среды. Область отсечки на выходных характеристиках транзистора заштрихована и обозначена I .

Для перевода транзистора в режим насыщения (заштрихованная область II на рис. 19.30, б), т. е. в режим, когда транзистор $p-n-p$ -типа открыт, подают импульс такого входного напряжения и такой полярности, при которых отрицательный потенциал был бы на базе (точка F на рис. 19.30, а), а положительный — на общем выводе $1'-2'$. Амплитуда подаваемого импульса должна быть такой, чтобы транзистор был полностью открыт и через него протекал достаточный ток базы (рабочая точка B на рис. 19.30, б). В режиме насыщения напряжение на транзисторе (на выходе ключа) равно $U_{KЭ\text{нас}}$, значение которого зависит от тока базы транзистора. Таким образом, в режиме насыщения через транзистор протекает ток насыщения цепи коллектора $I_{K\text{нас}}$, представляющей собой максимальный ток через нагрузку R_H , который может проходить при данных значениях напряжения источника питания цепи коллектора E_K и сопротивления нагрузки R_H : $I_{K\text{нас}} \approx E_K / R_H$. Когда транзистор находится в насыщенном состоянии, за счет инжекции носителей в базу в ней

происходит накопление избыточных неосновных носителей (дырок в транзисторе $p-n-p$ -типа). Из-за этого выключение транзистора не может произойти сразу, так как требуется определенное время на рассасывание этих носителей в базе, что снижает быстродействие отключения транзисторного ключа. Итак, биполярный транзистор нельзя считать безынерционным прибором.

При переходе транзистора из режима отсечки в режим насыщения на выходе ключа (точка 2-2') создается перепад напряжения $u_{\text{вых}} \approx U_{\text{кЭотс}} - U_{\text{кЭнас}} \approx E_{\text{к}} - I_{\text{к0}}R_{\text{к}} - U_{\text{кЭнас}} \approx E_{\text{к}}$, так как $I_{\text{к0}}R_{\text{к}}$ и $U_{\text{кЭнас}}$ практически очень малы. Время выключения значительно больше, чем время включения, и составляет сотни наносекунд — единицы микросекунд. Время выключения тем больше, чем глубже насыщение. Однако при глубоком насыщении уменьшается время включения, поэтому для увеличения быстродействия импульсных схем следует избегать глубокого насыщения транзистора, для чего в цепь базы включают соответствующий ограничивающий резистор.

Иногда для ускорения выключения транзистора к его коллектору подключают полупроводниковый диод, отпирающийся при насыщении транзистора и ограничивающий глубину насыщения. Следует отметить, что если транзистор работает в ключевом режиме, то его выводы коллектор — эмиттер можно использовать в качестве бесконтактного выключателя.

Глава 20

РЕГЕНЕРАТИВНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

§ 20.1. Принципы построения и режимы работы регенеративных импульсных устройств

Для работы различных импульсных устройств часто требуется обеспечить подачу на их вход или в другие цепи импульсов напряжений прямоугольной формы требуемой амплитуды U и длительности $t_{\text{и}}$ (периодических с периодом T или непериодических) или крутых перепадов напряжений ΔU , вырабатываемых в нужные моменты. Положительные и отрицательные перепады образуют импульсы. Крутые перепады напряжения (тока) могут создаваться нелинейными системами в результате возникновения в них регенеративных процессов.

Регенеративными называются процессы, протекающие лавинообразно под воздействием положительной обратной связи или туннельного эффекта.

Устройства, в которых в результате регенеративных процессов возникают крутые перепады напряжения и тока, называют *регенеративными импульсными устройствами*. Среди них наибольшее распространение получили устройства, основанные на использовании усилителей с

положительной обратной связью. По построению и назначению регенеративные импульсные устройства подразделяют на две большие группы. Одна из них — это *генераторы*, вырабатывающие импульсы напряжения требуемой амплитуды U и длительности $t_{\text{им}}$, форма которых близка к прямоугольной. Вторая группа — это *триггеры*, вырабатывающие перепады напряжения.

Триггеры имеют два устойчивых состояния, из которых они выходят под воздействием запускающих импульсов. В состав генераторов входят времязадающие цепи (обычно в виде RC -цепей). В генераторах импульсов в течение регенеративного процесса формируется фронт импульса, затем во времязадающей цепи начинает протекать релаксационный процесс (поэтому эти генераторы иногда называют *релаксационными*). На стадии релаксационного процесса формируется рабочая часть импульса — вершина. Длительность этого процесса определяет длительность импульсов и частоту их повторения. Затем вновь наступает регенеративный процесс, протекающий в противоположном направлении, во время которого формируется спад вырабатываемого импульса. За ним начинает снова протекать релаксационный процесс, длительность которого определяет интервал времени между генерируемыми импульсами. Далее процесс повторяется. При этом генераторы не имеют ни одного состояния устойчивого равновесия, вследствие чего они непрерывно генерируют импульсы.

Однако возможен режим, в котором генераторы имеют одно состояние устойчивого равновесия. Итак, релаксационный генератор может работать в одном из режимов: автоколебательном, ждущем, синхронизации и деления частоты. Релаксационные генераторы можно разделить на два типа: мультивибраторы и блокинг-генераторы.

§ 20.2. Мультивибраторы

Мультивибраторы вырабатывают колебания (импульсы) почти прямоугольной формы, имеющие широкий спектр частоты, т. е. это генератор множества колебаний. Схемы мультивибраторов строятся на усилителях с положительной обратной связью и включают времязадающие RC -цепочки. В качестве активных элементов в них используют транзисторы и туннельные диоды. Мультивибраторы выпускают как на отдельных (дискретных) элементах, так и в интегральном исполнении. Они бывают симметричные и несимметричные. Рассмотрим мультивибраторы на биполярных транзисторах.

Мультивибратор в режиме автоколебаний. Рассмотрим схему с коллекторно-базовыми связями (рис. 20.1). Она представляет собой двухкаскадный усилитель на биполярных транзисторах T_1 и T_2 . База одного

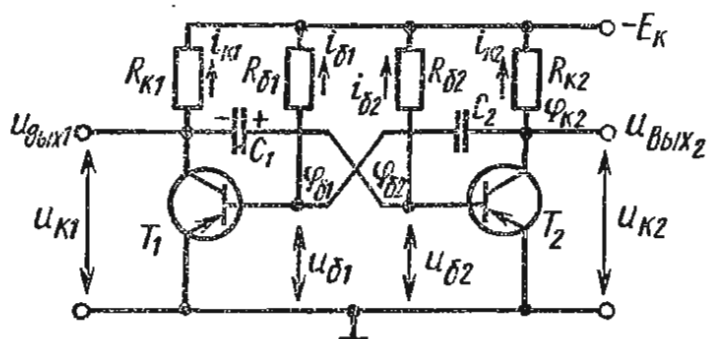


Рис. 20.1

транзистора соединена с коллектором другого через конденсаторы C_1 и C_2 , которые обеспечивают положительную обратную связь. Резисторы $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$ осуществляют подачу напряжения смещения на базы соответственно транзисторов T_1 и T_2 и входят в состав времязадающих RC -цепей. Схема симметрична по структуре, а параметры симметричных элементов одинаковы, т. е. $R_{К1} = R_{К2}$; $R_{Б1} = R_{Б2}$; $C_1 = C_2$, а транзисторы T_1 и T_2 одного типа. Такой мультивибратор называют *симметричным*. При рассмотрении процессов, происходящих в мультивибраторе, надо помнить, что потенциалы баз и коллекторов каждого транзистора равны соответственно:

$$\varphi_{Б1} = -E_K + R_{Б1}i_{Б1} \text{ и } \varphi_{Б2} = -E_K + R_{Б2}i_{Б2}; \quad (20.1)$$

$$\varphi_{К1} = -E_K + R_{К1}i_{К1} \text{ и } \varphi_{К2} = -E_K + R_{К2}i_{К2}. \quad (20.2)$$

Так как далее напряжение определяется между точкой с заданным потенциалом и точкой с нулевым потенциалом, то напряжение u равно потенциалу φ . Зарядка и разрядка конденсаторов $C_1 = C_2 = C$ происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = RC$.

Напряжение на конденсаторе и ток во время зарядки изменяются по закону, который в общем случае имеет вид

$$u_{C_3} = E_K(1 - e^{-t/\tau_3});$$

$$i_3 = \frac{E_K}{R_K} e^{-t/\tau_3}, \quad (20.3)$$

где $\tau_3 = R_K C$ — постоянная времени цепи зарядки конденсатора.

Напряжение на конденсаторе и ток во время разрядки изменяются по закону

$$u_{Cp} = E_K e^{-t/\tau_p};$$

$$i_p = -\frac{E_K}{R_B} e^{-t/\tau_p}, \quad (20.4)$$

где $\tau_p = R_B C$ — постоянная времени цепи разрядки конденсатора.

При работе импульсных устройств наряду с зарядкой и разрядкой конденсатора имеет место процесс *перезарядки*, когда предварительно заряженный конденсатор подключается через резистор встречно к источнику питания. В этом случае конденсатор сначала разряжается, а после того, как напряжение на нем станет равным нулю, заряжается по той же цепи до напряжения противоположной полярности. В общем случае процесс перезарядки описывается уравнением

$$u_{Cп} = \pm U'_C e^{-t/\tau_n} \mp U''_C (1 - e^{-t/\tau_n}),$$

где $\tau_n = RC$ — постоянная времени цепи перезарядки конденсатора.

В рассматриваемых далее процессах в мультивибраторе конденсатор заряжается до напряжения $U'_C = +E_K$ или $U'_C = -E_K$ и, если бы он полностью перезарядился, напряжение на нем становилось бы равным $U''_C = -E_K$ или $U''_C = +E_K$. Тогда напряжение на конденсаторе во время перезарядки

$$u_{Cп} = E_K e^{-t/\tau_n} - E_K (1 - e^{-t/\tau_n}) \text{ или } u_{Cп} = -E_K + 2E_K e^{-t/\tau_n}, \quad (20.5)$$

где $\tau_n = R_B C$, так как перезарядка происходит через резистор R_B .

$$i_{п} = -\frac{E_{к}}{R_{Б}} + 2\frac{E_{к}}{R_{Б}}e^{-t/\tau_{п}}. \quad (20.6)$$

Рассмотрим работу мультивибратора.

Исходное состояние. Так как схема симметрична, то при подаче напряжения питания $E_{к}$ коллекторные токи $i_{к}$, базовые токи $i_{Б}$, напряжения на коллекторах $u_{к}$, базах $u_{Б}$ и на конденсаторах $u_{с}$ одного и другого усилителя будут одинаковыми.

Конденсатор C_1 заряжается по цепи 0, эмиттерный переход транзистора T_2 , C_1 , $R_{к1}$, $-E_{к}$, а конденсатор C_2 — по цепи 0, переход эмиттер — база транзистора T_1 , C_2 , $R_{к2}$, $-E_{к}$. Предположим, что в первый момент после включения схемы транзисторы T_1 и T_2 будут находиться в активном режиме. Особенность схемы такова, что достаточно малейшего нарушения симметрии (например, увеличения тока коллектора одного из транзисторов, так как в реальных цепях обеспечить абсолютную симметрию схемы невозможно), чтобы в цепи наступило самовозбуждение.

Предположим, что при включении цепи ток коллектора $i_{к1}$ транзистора T_1 скачком возрос. При этом скачком увеличится падение напряжения на резисторе $R_{к1}$, а потенциал коллектора $\phi_{к1}$ станет менее отрицательным; напряжение на коллекторе $u_{к1}$ получит положительное приращение. Напряжение $u_{к1}$ действует в цепи конденсатор C_1 , переход база — эмиттер транзистора T_2 , но его приращение полностью приложится к напряжению на базе $u_{Б2}$ транзистора T_2 , так как напряжение на конденсаторе по второму закону коммутации скачком измениться не может. Вследствие этого потенциал базы $\phi_{Б2}$ транзистора T_2 станет менее отрицательным, транзистор T_2 несколько подзакроется и ток его коллектора уменьшится. Уменьшение тока $i_{к2}$ вызовет уменьшение падения напряжения на резисторе $R_{к2}$ и потенциал $\phi_{к2}$ коллектора транзистора T_2 станет более отрицательным.

Отрицательный скачок напряжения $u_{к2}$, аналогично скачку напряжения $u_{к1}$, приложится к напряжению на базе транзистора T_1 , но, поскольку этот скачок напряжения отрицательный, потенциал $\phi_{Б1}$ станет более отрицательным и это еще больше откроет транзистор T_1 и ток коллектора $i_{к1}$ еще больше возрастет. Это вызовет новый положительный скачок напряжения $u_{к1}$, который будет выше предыдущего за счет усилительных свойств транзистора, и, таким образом, лавинообразный процесс изменения токов и напряжений коллектора за счет положительной обратной связи будет повторяться. Он закончится тем, что транзистор T_1 полностью откроется и будет находиться в режиме насыщения, а транзистор T_2 полностью закроется и будет находиться в режиме отсечки.

Как только транзистор T_2 закроется, действие положительной ОС прекращается и лавинообразный процесс заканчивается. Время протекания лавинообразного процесса очень мало по сравнению с последующим процессом. Таким образом, лавинообразный процесс протекает в то время, когда оба транзистора находятся в активном режиме.

Во время лавинообразного (регенеративного) процесса формируются крутые фронты импульсов. По окончании регенеративного процесса напряжение на базе насыщенного транзистора T_1 будет отрицательным и близким к нулю, поскольку падением напряжения на сопротивлении перехода база — эмиттер можно пренебречь; напряжение на коллекторе также будет примерно равно нулю; напряжение на базе закрытого транзистора T_2 будет определяться выражением (20.1) и окажется больше нуля; напряжение на коллекторе транзистора T_2 будет примерно равно $-E_K$, так как ток через резистор R_{K2} примерно равен нулю. Состояние схемы по окончании регенеративного процесса называют *квазустойчивым равновесием*. Название происходит от того, что в этом состоянии мультивибратор не может находиться длительное время. Процессы, происходящие в нем, выводят его из равновесия и заканчиваются «опрокидыванием» схемы, т. е. закрытый транзистор открывается, переходит в режим насыщения, а открытый транзистор закрывается, переходит в режим отсечки.

Изменение режима транзисторов происходит за счет того, что конденсаторы C_1 и C_2 , заряженные в первый момент работы схемы до напряжений u_{C01} и u_{C02} и сохранившие эти значения за время регенеративного процесса неизменными, будут изменять свое состояние, при этом один из них будет продолжать заряжаться по той же цепи, а другой — перезаряжаться.

Рассмотрим, как будет происходить этот процесс. Открытое состояние транзистора T_1 поддерживается отрицательным смещением на базе, подаваемым от источника питания через резистор R_{B1} , а транзистор T_2 удерживается в закрытом состоянии положительным потенциалом на конденсаторе u_{C1} , приложенным к базе, так как $u_{C1} \approx u_{B2}$ (если пренебречь незначительным падением напряжения на сопротивлении насыщенного транзистора T_1).

Конденсатор C_2 заряжается по цепи 0, открытый транзистор T_1 , C_2 , R_{K2} , $-E_K$ в соответствии с (20.3), где $\tau_3 = R_{K2}C_2$. Напряжение на конденсаторе C_2 будет увеличиваться до максимального значения $u_{C2} = U_{C2m} \approx E_K$ (незначительным напряжением на базе насыщенного транзистора u_{B1} пренебрегли). Ток зарядки конденсатора C_2 , протекая по резистору R_{K2} , создает на нем падение напряжения. Так как ток зарядки убывает во времени с постоянной времени $\tau_3 = R_{K2}C_2$, то к концу зарядки потенциал коллектора φ_{K2} транзистора T_2 станет равным $-E_K$.

После того как транзистор T_2 закроется, конденсатор C_1 окажется подключенным к источнику E_K по другой цепи: 0, открытый транзистор T_1 , конденсатор C_1 , резистор R_{B2} , $-E_K$, поэтому направление тока изменится на обратное и конденсатор начнет перезаряжаться.

Ток перезарядки и напряжение на конденсаторе изменяются по экспоненциальному закону [согласно формулам (20.5) и (20.6)] с постоянной времени $\tau_n = R_{B2}C_1$. Сначала начнется разрядка конденсатора, а в момент времени t_2 , когда напряжение u_{C1} на конденсаторе C_1 упадет до нуля и потенциал базы транзистора T_2 станет примерно равным нулю, транзистор T_2 откроется, появится ток i_{K2} и в процессе перезарядки разрядка конденсатора C_1 закончится. Этот процесс зарядки одного

конденсатора и перезарядки другого происходит по сравнению с лавинообразным, регенеративным, процессом медленно. В это время формируются вершины импульсов.

Переходный процесс при зарядке и разрядке конденсаторов называют *релаксационным*. Поэтому можно встретить другое название мультивибраторов — *генераторы релаксационных колебаний*. По окончании релаксационного процесса оба транзистора оказываются открытыми и вновь начинается скачкообразное изменение токов коллекторов, т. е. в схеме протекает новый лавинообразный процесс. На рис. 20.2 показаны эпюры напряжений на базах $u_{Б1}$, $u_{Б2}$ и коллекторах $u_{К1}$, $u_{К2}$ транзисторов T_1 и T_2 . Напряжения на коллекторах — это выходные напряжения мультивибратора.

Параметры генерируемого импульса. Положим, что импульс формируется при закрывании транзистора, а пауза — при открывании.

Амплитуда импульса. Так как мультивибратор симметричен, на каждом выходе его формируются импульсы с одинаковой амплитудой. Напряжение на коллекторе открытого транзистора T равно примерно нулю, а на коллекторе закрытого транзистора $U_{Кз} \approx -E_K$. Тогда амплитуда импульса $U_m = U_{Кн} - U_{Кз} \approx |E_K|$.

Длительность импульса. После того как один из транзисторов (например, T_2) закрывается, происходит перезарядка конденсатора C_1 , присоединенного к коллектору открытого транзистора T_1 . Перезарядка длится с момента t_1 до t_2 (рис. 20.2), когда потенциал базы транзистора T_2 станет равным нулю (напряжение на перезаряжаемом конденсаторе упадет до нуля). В это время транзистор T_2 откроется и формирование вершины импульса закончится. Таким образом, длительность импульса определяется временем разрядки в процессе перезарядки конденсатора C_1 (рассуждая аналогично, можно сказать, что она равна времени разрядки конденсатора C_2). Поэтому конденсаторы C_1 и C_2 называют *времязадающими* или *хронирующими*. Напряжение на конденсаторе в период разрядки, а следовательно, и на базе закрытого транзистора T_2 будет уменьшаться по экспоненте, согласно (20.5), с постоянной времени $\tau_{п1} = R_{Б2}C_1$:

$$\varphi_{Б2} = u_{Б2} \approx u_{C1} = -E_K + 2E_K e^{-t/\tau_{п1}}. \quad (20.7)$$

Спустя время $t_2 - t_1$, равное времени длительности импульса $t_{п1}$, потенциал базы транзистора T_2 станет равен примерно нулю. Подставляя в выражение (20.7) $t = t_n$ и $u_{Б2} = 0$, получим $-E_K + 2E_K e^{t_n/\tau_{п2}} = 0$, или $2e^{t_n/\tau_{п2}} = 1$. После преобразований получаем

$$t_{п1} = \tau_{п1} \ln 2 = 0,7\tau_{п1} = 0,7R_{Б2}C_1; \quad (20.8)$$

$$t_{п2} = 2\tau_{п2} \ln 2 = 0,7\tau_{п2} = 0,7R_{Б1}C_2. \quad (20.9)$$

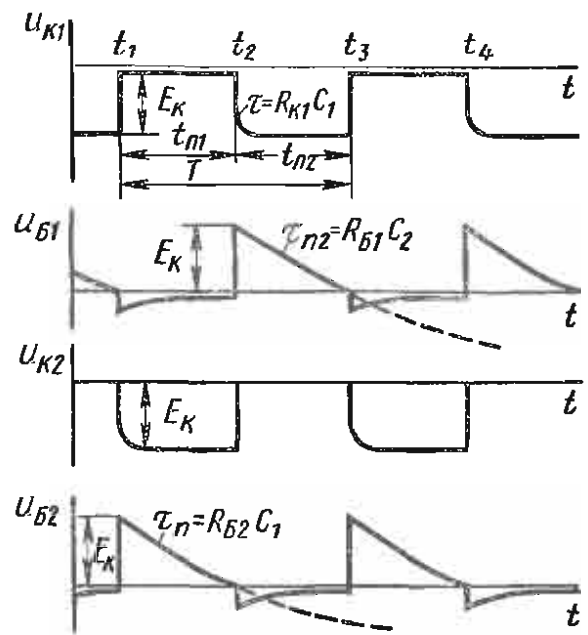


Рис. 20.2

Период колебаний $T = t_{u1} + t_{u2}$. Для симметричного мультивибратора $t_{u1} = t_{u2}$, поэтому

$$T = 2t_u = 1,4R_B C. \quad (20.10)$$

Скважность $Q = T/t_u = 2$.

Ждущий мультивибратор с коллекторно-базовыми связями (одно-вибратор). Ждущий мультивибратор, который иначе называют одно-вибратором, предназначен для формирования одиночных импульсов заданной длительности, которые вырабатываются в определенные моменты времени. Он имеет одно состояние устойчивого равновесия. Это достигается тем, что усилительный элемент одного из плеч мультивибратора запирается напряжением смещения от дополнительного источника. В этом случае схема без внешнего запускающего импульса не сможет опрокинуться. Запускающий импульс должен иметь определенную полярность, амплитуду и длительность. До подачи запускающего импульса схема как бы «ждет» запуска, отсюда и название прибора. После подачи запускающего импульса схема переходит в следующее состояние — квазиустойчивое равновесие, в котором она находится неко-

торое время, равное длительности запускающего импульса, и возвращается в устойчивое состояние.

Рассмотрим схему ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями (рис. 20.3, а). Эта схема отличается от рассмотренной ранее схемы мультивибратора с коллекторно-базовыми связями в автоколебательном режиме следующим. В схему введен источник смещения E_B , который запирает транзистор T_1 . Транзистор T_1 может быть открыт подачей на его базу отрицательного запускающего импульса от постороннего источника E_3 , включенного в цепь базы транзистора T_1 через разделительный конденсатор C_p . Параметры схемы R_{B1} , R_{B2} и R выбирают таким образом, чтобы в исходном состоянии транзистор T_1 был закрыт за счет источника смещения $+E_B$, а транзистор T_2 — открыт и насыщен. Конденсатор C_1 может заряжаться по цепи 0, полностью открытый транзистор T_2 , конденсатор C_1 , резистор R_{K1} , $-E_K$.

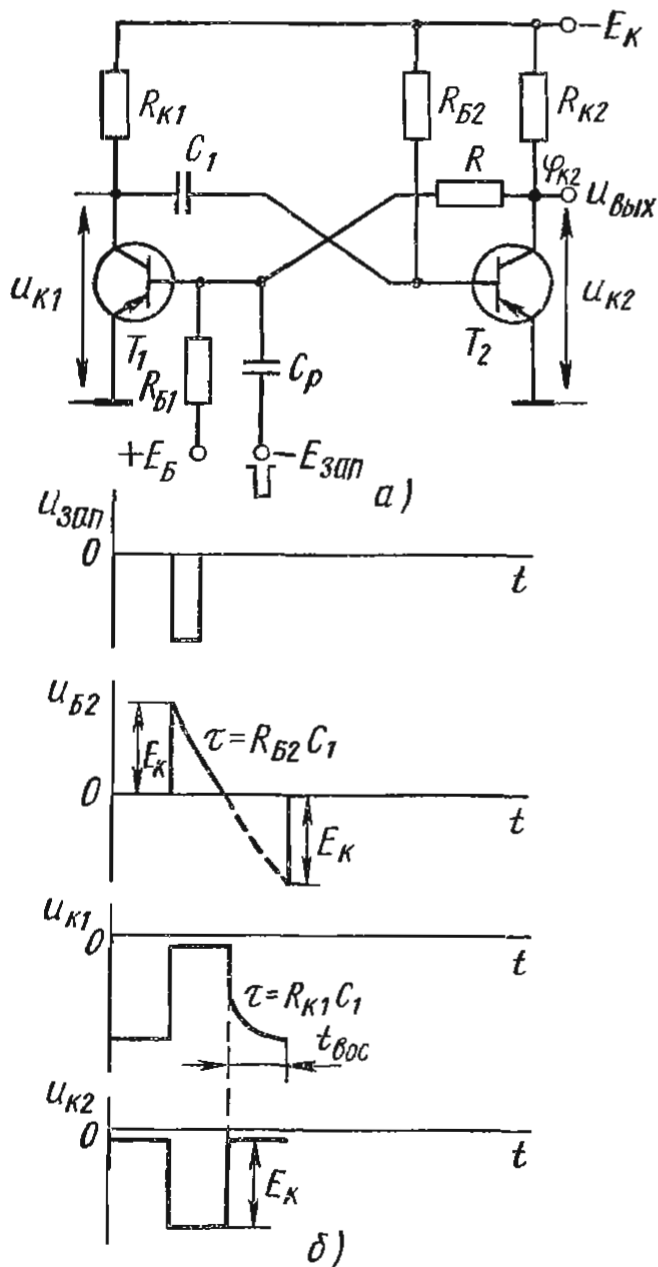


Рис. 20.3

для чего на базу закрытого транзистора T_1 подают запускающий импульс. Оба транзистора оказываются открытыми, поэтому в цепи развивается лавинообразный процесс изменения токов i_{K1} и i_{K2} . В результате этого схема опрокидывается: транзистор T_1 открывается и переходит в режим насыщения, а транзистор T_2 закрывается и переходит в режим отсечки, удерживаясь в этом состоянии, так как его база оказалась подключенной через конденсатор C_1 и открытый транзистор T_2 к нулевому зажиму источника E_K . Теперь конденсатор оказывается подсоединенным к источнику E_K по другой цепи: 0, открытый транзистор T_1 , C_1 , R_{B2} , $-E_K$ — и начнет перезаряжаться с постоянной времени $\tau_n = R_{B2}C_1$. По мере его разрядки в процессе перезарядки, как только напряжение на нем упадет до нуля, потенциал базы ϕ_{B2} транзистор T_2 станет равен нулю и транзистор T_2 откроется.

Теперь опять оба транзистора открыты и в схеме вновь развивается лавинообразный процесс, в результате которого схема опрокидывается: транзистор T_1 закрывается, а транзистор T_2 открывается. Но при этом напряжение на конденсаторе C_1 равно нулю, а не E_K , как это было в исходном состоянии. Поэтому после переброса схемы конденсатор C_1 станет заряжаться по цепи 0, открытый транзистор T_2 , конденсатор C_1 , резистор R_{K1} , $-E_K$ с постоянной времени $\tau_1 = R_{K1}C_1$. Процесс зарядки конденсатора C_1 требует некоторого времени, примерно ($4\tau_1 = 4R_{K1}C_1$). После зарядки конденсатора до исходного напряжения E_K схема перейдет в исходное устойчивое состояние.

На выходе ждущего мультивибратора (транзистора T_2) формируется почти прямоугольный импульс, длительность которого t_n определяется длительностью закрытого состояния транзистора T_2 . Поэтому следующий запускающий импульс должен быть подан не ранее того времени, когда закончится зарядка конденсатора C_1 . Это время от момента, когда напряжение на конденсаторе C_1 возрастает от нуля до исходного значения E_K , называют *временем восстановления* $t_{вос}$. На рис. 20.3, б показаны эпюры изменения напряжений на базе транзистора T_2 , на коллекторе транзистора T_1 и на коллекторе транзистора T_2 .

§ 20.3. Триггеры

Триггерами называют устройства, обладающие двумя состояниями устойчивого равновесия и способные под воздействием внешнего управляющего сигнала скачком переходить из одного устойчивого состояния в другое.

Триггеры выполняют как на отдельных (дискретных) элементах, так и методами интегральной технологии. Их широко используют в различных устройствах, в которых они выполняют функции переключающих, счетных, пороговых и запоминающих элементов. Они составляют 20–40% оборудования ЭВМ. Триггеры в интегральном исполнении будут рассмотрены в следующей главе.

Несмотря на то что в настоящее время триггеры на дискретных схемах выполняют редко, физические процессы удобнее рассмотреть на таких схемах. На практике наиболее часто встречаются схемы с коллекторно-базовыми связями (*симметричные*) и с эмиттерной связью

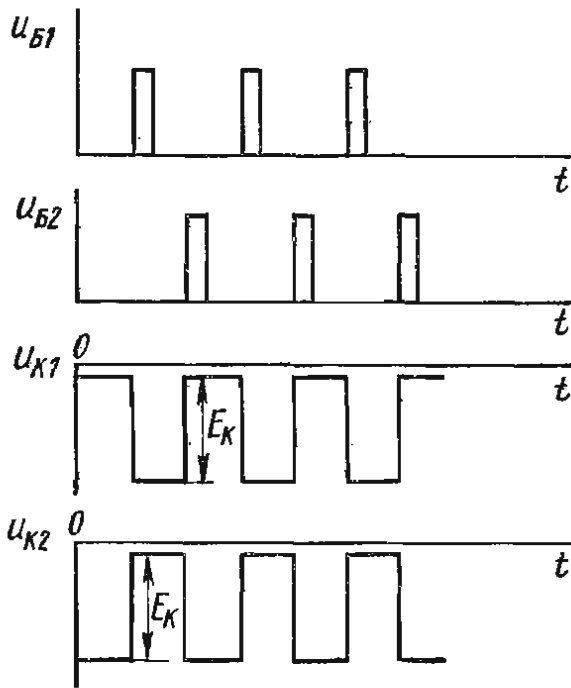
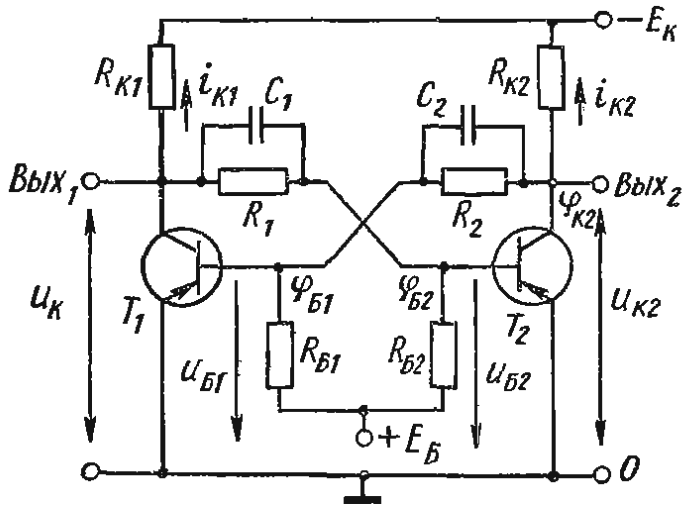


Рис. 20.4

Для обеспечения устойчивой работы триггера его параметры подбирают так, чтобы открытый транзистор находился в режиме насыщения, а закрытый — в режиме отсечки. Отметим, что открытый транзистор имеет потенциал коллектора, близкий к нулю, его можно считать низким и приписать ему уровень 0. Закрытый транзистор имеет потенциал коллектора, близкий к напряжению источника смещения. Для транзистора с *p-n-p*-структурой $\varphi_K \approx -E_K$, а для *n-p-n*-структуры $\varphi_K \approx +E_K$. Этот потенциал можно считать высоким и ему приписать уровень 1. Несмотря на то что триггер симметричен, при подаче на него напряжения питания один транзистор обязательно окажется закрытым, а другой — открытым, так как абсолютную симметрию в реальных схемах обеспечить невозможно и в схеме при включении ее сразу же начнется лавинообразный процесс, который происходит почти мгновенно и заканчивается переходом одного транзистора в режим отсечки, другого — в режим насыщения. Это состояние триггера устойчивое (в отличие от мультивибратора) и длится до тех пор, пока на вход триггера не будет подан запускающий импульс.

Запускающий импульс осуществляет переход (переброс) триггера в другое устойчивое состояние, при котором открытый ранее транзистор

(несимметричные). В качестве активного элемента используют биполярные и полевые транзисторы, туннельные диоды.

Рассмотрим схему триггера с коллекторно-базовыми связями на биполярных транзисторах с независимым смещением (рис. 20.4). Она структурно близка к рассмотренной ранее схеме мультивибратора и представляет собой двухкаскадный усилитель постоянного тока с положительной обратной связью (100%), осуществляемой через цепи R_1C_1 и R_2C_2 , которые соединяют коллектор одного транзистора с базой другого. Схема полностью симметрична. Поэтому параметры $R_{B1} = R_{B2}$, $R_{K1} = R_{K2}$, $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$, транзисторы T_1 и T_2 одного типа. Отличие от симметричного мультивибратора состоит в том, что в схеме триггера имеется источник смещения ($E_B > 0$), запирающий транзисторы (благодаря чему триггеры имеют два устойчивых состояния равновесия) и резисторы R_1 и R_2 в цепях связи между усилительными каскадами.

закрывается, а закрытый — открывается. Так с подачей запускающего импульса триггер переходит из одного устойчивого состояния в другое. На выходах триггера при этом формируется перепад напряжений. Рассмотрим происходящие при этом процессы.

Пусть триггер (рис. 20.4, а) находится в таком устойчивом состоянии, когда транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт. Если на базу открытого транзистора подать запускающий импульс положительной полярности, то за некоторый очень малый промежуток времени транзистор T_1 выйдет из режима насыщения и перейдет в активный режим. При этом ток базы, а следовательно, и коллектора транзистора T_1 (i_{K1}) уменьшится, что вызовет изменение потенциала коллектора $\varphi_{K1} = u_{K1} = -E_K + R_{K1}i_{K1}$, он станет более отрицательным. Отрицательный скачок напряжения на коллекторе вызовет примерно такой же скачок напряжения на базе закрытого транзистора T_2 и под действием изменившегося на его базе напряжения T_2 из режима отсечки перейдет в активный режим. Таким образом, за очень малый промежуток оба транзистора оказываются в активном режиме, в котором они обладают усиленными свойствами.

За счет положительной обратной связи в схеме начнется регенеративный процесс. Ток коллектора i_K закрывающегося транзистора T_1 будет уменьшаться. За счет этого будет более отрицательным потенциал коллектора T_1 . Небольшой отрицательный скачок напряжения на коллекторе транзистора T_1 через резистор обратной связи R_1 приложится к базе транзистора T_2 и приоткроет его. Это вызовет значительное увеличение тока коллектора i_{K2} транзистора T_2 за счет большого коэффициента усиления по току в схеме с ОЭ ($H_{213} \approx \beta$). Потенциал коллектора транзистора T_2 , равный $\varphi_{K2} = u_{K2} = -E_K + R_{K2}i_{K2}$, станет положительнее, и положительный скачок напряжения на коллекторе T_2 будет значительно больше вызвавшего его отрицательного скачка напряжения на коллекторе транзистора T_1 . Усиленный положительный скачок напряжения через резистор обратной связи R_2 приложится к базе транзистора T_1 и еще более приоткроет его и т. д. Процесс будет развиваться лавинообразно и закончится закрыванием открытого транзистора T_1 и открыванием закрытого транзистора T_2 . Чтобы вывести схему из этого устойчивого состояния, нужно подать запускающий импульс на базу открытого теперь транзистора T_2 .

Имеющиеся в схеме конденсаторы C_1 и C_2 шунтируют резисторы R_1 и R_2 . Их обычно называют ускоряющими. Это объясняется следующим. В устойчивом состоянии, когда, например, транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт, конденсаторы заряжены соответственно до напряжений $u_{C1} \approx 0$ и $u_{C2} \approx -E_K$. Во время лавинообразного процесса их состояние практически не изменяется (в соответствии со вторым законом коммутации). Но как только открытый транзистор T_1 закроется и напряжение на его коллекторе станет равно $-E_K$, разряженный конденсатор C_1 начнет заряжаться и в цепи базы открывающегося транзистора T_2 потечет большой зарядный ток, который добавится к току, втекающему в базу. Это значительно ускорит процесс открывания транзистора T_2 .

Отметим, что конденсатор C_2 после опрокидывания схемы будет перезаряжаться и напряжение на нем к концу перезарядки станет равным

$u_{K2} \approx 0$. При лавинообразном процессе напряжение на конденсаторах не изменяется. Таким образом, они представляют собой короткозамкнутые участки цепи, т. е. шунтируют резисторы R_1 и R_2 . Поэтому скачки напряжения на коллекторе одного транзистора почти полностью прикладываются к базе другого транзистора. Если бы не было конденсаторов, часть напряжения скачков падала бы на резисторах R_1 и R_2 и токи базы, коллектора, а соответственно, и скачки напряжения были бы меньше, а процесс — более длительным. На рис. 20.4, б показаны входные импульсы $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$ и напряжения u_{K1} и u_{K2} на коллекторах транзисторов T_1 и T_2 . Амплитуда выходного импульса равна перепаду напряжения на коллекторе при переходе триггера из одного устойчивого состояния в другое. Когда транзистор открыт, напряжение на его коллекторе $u_{K1от} \approx 0$; когда транзистор закрыт, $u_{K1зак} \approx -E_K$. Таким образом, амплитуда выходного импульса будет равна примерно E_K .

Схемы запуска триггера. Триггер переводят из одного устойчивого состояния в другое путем подачи на его входы (или выходы) запускающих импульсов. Существует два способа запуска: отдельный и общий.

Отдельный запуск осуществляется подачей импульсов одной полярности поочередно на базы транзисторов (входы триггеров). Импульс, поданный на один из входов, устанавливает триггер в одно из устойчивых состояний. Импульс, подаваемый на другой вход, устанавливает триггер в противоположное устойчивое состояние. Схема триггера с отдельным запуском с подачей запускающих импульсов на базы через диоды показана на рис. 20.5.

К элементам цепи запуска относятся диоды D_1 и D_2 , конденсаторы C_{31} и C_{32} , резисторы R_{31} и R_{32} . Пусть триггер находится в таком устойчивом состоянии, когда транзистор T_1 открыт и насыщен, а транзистор T_2 закрыт. На $V_{х1}$ подается прямоугольный импульс. Он продифференцируется цепочкой $R_{31}C_{31}$ и из него сформируются два коротких импульса острой формы противоположной полярности. Поскольку транзистор T_1 открыт, потенциал его коллектора φ_{K1} низкий (0). Так как потенциал анода диода D_1 примерно равен потенциалу коллектора (он меньше на небольшое значение падения напряжения на резисторе R_{31}),

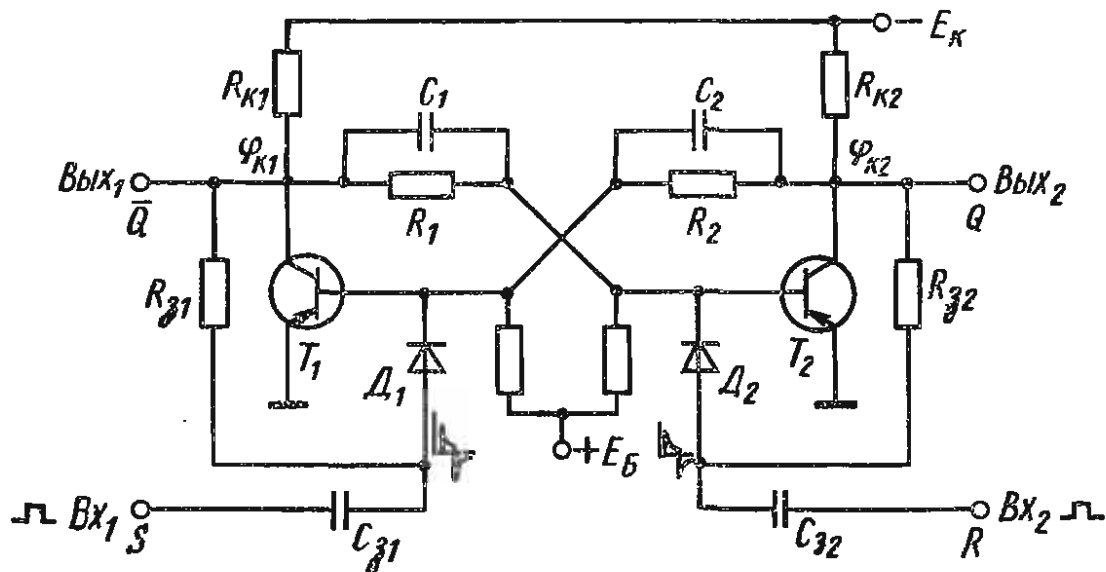


Рис. 20.5

диод D_1 будет находиться в проводящем состоянии и пропустит положительный импульс на базу. С приходом этого импульса в базу транзистор T_1 начнет выходить из насыщения, а транзистор T_2 — из области отсечки. Когда оба они окажутся в активном режиме, петля положительной обратной связи замкнется и в схеме начнется лавинообразный процесс, в результате которого транзистор T_1 закроется, а транзистор T_2 откроется (этот процесс переброса триггера был подробно рассмотрен ранее).

Такое состояние триггера будет сохраняться до тех пор, пока не поступит новый запускающий импульс на второй вход (Vx_2). Так как после перехода обоих транзисторов в активный режим процесс развивается за счет внутренних процессов, без участия запускающего импульса, цепь запуска после опрокидывания должна отключить триггер от генератора. Это обеспечивается следующим образом. На коллекторе закрывающегося транзистора T_1 устанавливается высокий потенциал $\varphi_{K1} \approx (-E_K)$, поэтому и на аноде диода D_1 имеется примерно такой же потенциал. Диод D_1 находится в непроводящем состоянии и отключает Vx_1 от базы транзистора T_1 (поэтому диоды D_1 и D_2 называют *отсекающими*). До подачи следующего импульса конденсатор C_{31} разряжается через резистор R_{31} .

Триггер с отдельным запуском называют *RS-триггером*. RS-триггер имеет два входа и два выхода. Входы, на которые подают запускающие импульсы, называют *установочными* и обозначают R и S . Буква S означает отдельный вход установки в состояние 1, буква R — отдельный вход установки в состояние 0. Выходы обозначают Q и \bar{Q} .

Счетный запуск. При счетном запуске импульсы одной полярности подаются на общий вход S триггера и каждый из импульсов приводит к опрокидыванию триггера. Возможны два варианта подачи запускающего импульса: на базы (рис. 20.6) и на коллекторы. В отличие от схемы, показанной на рис. 20.5, здесь конденсаторы C_{31} и C_{32} соединены вместе, образуя общий вход. Конденсаторы связи C_1 и C_2 включены для ускорения процесса переключения триггера. Входной импульс положительной полярности, подаваемый на вход триггера, продифференцируется цепочкой $R_{32}C_{32}$ и из образованных двух остроконечных импульсов положительный через диод D_2 , находящийся в проводящем состоянии, поступит в базу насыщенного транзистора.

Управление цепями запуска производится следующим образом. С помощью резисторов R_{31} и R_{32} задают отрицательный потенциал соответственно аноду диода D_1 или D_2 с коллектора закрытого транзистора. При этом диод закрывается и отключает цепь базы транзистора от цепи запуска. Открытый

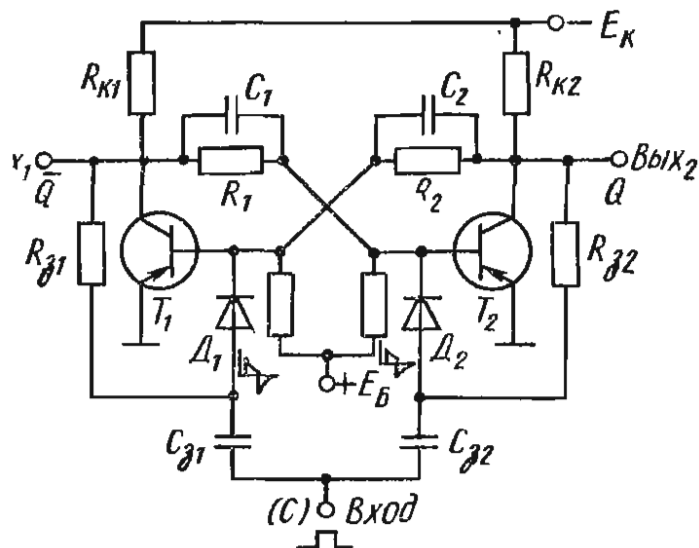


Рис. 20.6

транзистор имеет низкий потенциал коллектора ($\varphi \approx 0$), поэтому соответствующий диод через резистор R_{32} находится в проводящем состоянии. Пусть триггер находится в одном из устойчивых положений: транзистор T_1 открыт и находится в режиме насыщения ($\varphi_{K1} = u_{K1} \approx 0$, $\varphi_{B1} = u_{B1} < 0$), транзистор T_2 закрыт и находится в режиме отсечки ($\varphi_{K2} = u_{K2} \approx -E_K$, $\varphi_{B2} = u_{B2} > 0$). Потенциал анода диода D_1 (через R_{31}) равен примерно нулю. Потенциал катода диода D_1 равен примерно $\varphi_{B2} < 0$, и, таким образом, диод D_1 открыт. Потенциал анода диода D_2 (через R_{32}) примерно равен $\varphi_{K2} = u_{K2} \approx -E_K$. Потенциал катода диода D_2 несколько больше нуля. Диод D_2 надежно заперт отрицательным потенциалом на аноде, равным $\sim -E_K$. Конденсаторы C_{31} и C_{32} заряжены соответственно до напряжений $u_{C31} \approx 0$ и $u_{C32} \approx -E_K$ (через резисторы R_{31} и R_{32} и выходное сопротивление генератора запуска). Положительный запускающий импульс, продифференцированный цепочкой $R_{31}C_{31}$, проходит через открытый диод D_1 на базу транзистора T_1 . В результате транзистор T_1 выходит из области насыщения (плюс на базе), ток i_{K1} уменьшается, а так как $\varphi_{K1} = -E_K + R_{K1}i_{K1}$, то потенциал $\varphi_{K1} = u_{K1}$ становится более отрицательным. Отрицательный перепад напряжения передается на базу транзистора T_2 , и он открывается. С этого момента транзисторы T_1 и T_2 открыты, замыкается петля положительной обратной связи и возникает лавинообразный процесс уменьшения коллекторного тока одного транзистора и увеличения тока другого транзистора. В результате транзистор T_1 закрывается, а T_2 переходит в режим насыщения.

После переключения триггера конденсаторы C_{31} и C_{32} начнут перезаряжаться через резисторы R_{31} и R_{32} и напряжения на конденсаторах станут соответственно равными $U_{C31} \approx -E_K$, $U_{C32} \approx 0$. Перед окончанием перезарядки конденсаторов закончится запускающий импульс, поэтому он успеет пройти только через диод D_2 на базу открытого транзистора T_2 . Таким образом, диоды D_1 и D_2 пропускают каждый запускающий импульс только на базу открытого транзистора, а конденсаторы C_{31} и C_{32} , «запоминая» состояние схемы до очередного переключения, препятствуют обратному опрокидыванию ее под действием еще не закончившегося импульса запуска.

На процесс опрокидывания триггера существенно влияет длительность запускающих импульсов. Если импульс, например, очень короткий, то за время его действия транзистор не успевает выйти из насыщения и триггер не опрокинется. Максимальная частота переключения триггера со счетным запуском примерно вдвое меньше, чем при отдельном запуске, поэтому отдельный запуск предпочтительнее. Триггер со счетным запуском называют *T-триггером* (буквой Т обозначают счетный вход).

Были рассмотрены триггеры, имеющие один или два входа. Выпускают триггеры, имеющие три входа и более. Рассмотрим универсальный триггер, который называют *JK-триггером*, одна из схем которого показана на рис. 20.7. Он имеет пять входов: *J*, *K*, *R*, *S* и *C*. *JK*-триггер может работать как *RS*-триггер (если на входы подавать поочередно положительные импульсы) и как *T*-триггер (если вход *J* подсоединить к коллектору транзистора T_1 , а вход *K* — к коллектору транзистора T_2). Таким

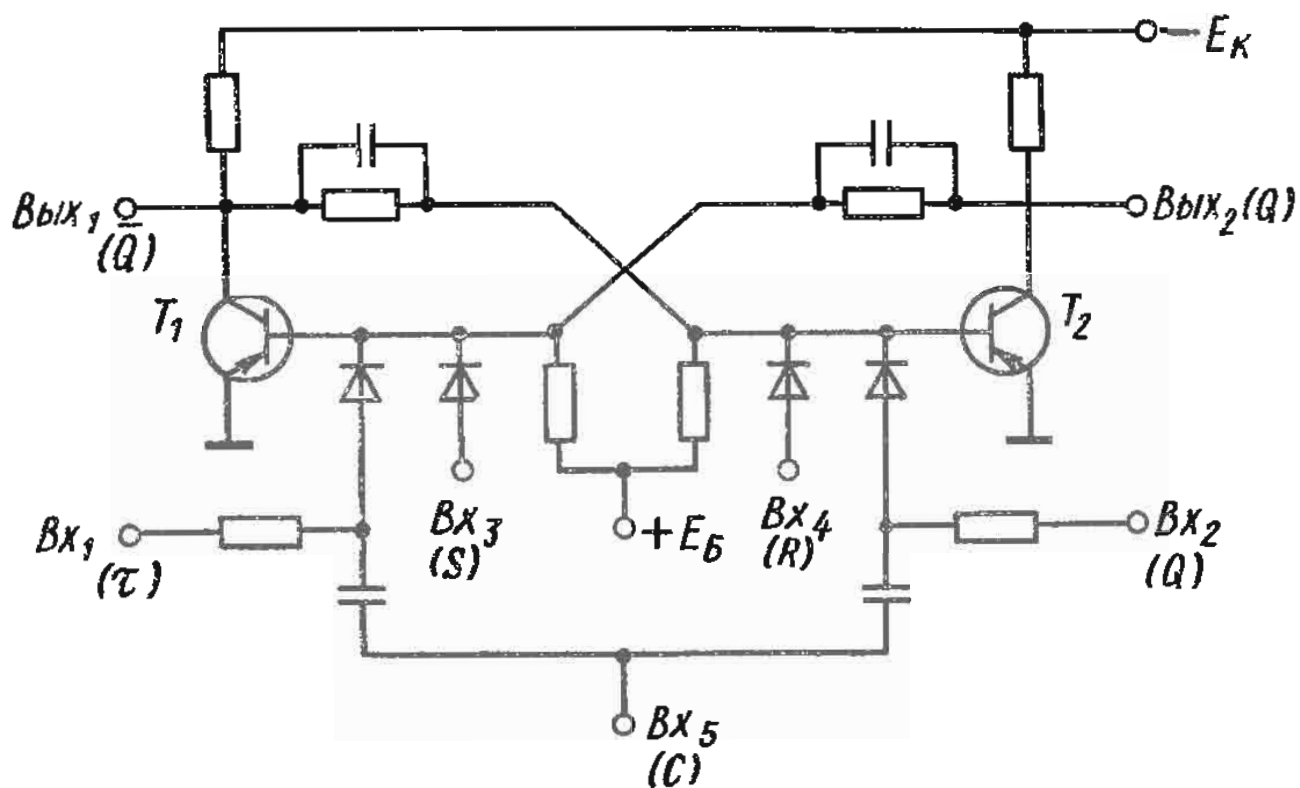


Рис. 20.7

образом, наличие входов J и K значительно расширяет возможности JK -триггера.

Разрешающее время и быстродействие триггера. Наименьший интервал времени между запускающими импульсами, вызывающими бесперебойное переключение импульса, называют *разрешающим временем* $T_{раз}$. Величина, обратная разрешающему времени, называется *быстродействием* триггера (Гц):

$$F_B = \frac{1}{T_{раз}}$$

Быстродействие триггера определяет наибольшее ее возможное число бесперебойных переключений триггера в 1 с при неизменном интервале $T_{раз}$ между запускающими импульсами и достигает значений порядка 100 МГц. Эффективность многих электронных устройств зависит от быстродействия триггеров. На быстродействие триггера влияет скорость переключения транзисторов, работающих в схеме в ключевом режиме. Для повышения быстродействия используют высокочастотные транзисторы, ключи в ненасыщенном режиме (для устранения задержки выключения, которая связана с процессом рассасывания неосновных носителей в базе насыщенного транзистора). Кроме того, применяют специальные меры, уменьшающие время установления напряжения на коллекторах транзисторов и ускоряющих конденсаторах.

§ 21.1. Логические элементы

В цифровых вычислительных машинах, устройствах автоматики и обработки информации используют устройства, осуществляющие логические операции.

Логическая операция — это преобразование по правилам алгебры логики (или булевой алгебры) входной цифровой информации в выходную.

Простейшее в функциональном отношении логическое устройство, выполняющее одну определенную логическую операцию над входными сигналами, называют *логическим элементом*.

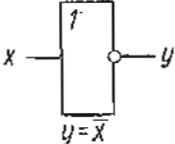
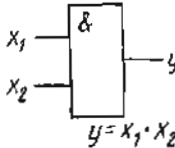
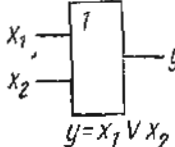
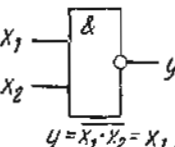
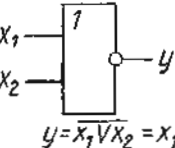
В алгебре логики истинность суждения или высказывания о результатах той или иной логической операции обозначают символом 1, ложность — 0. Таким образом, логические переменные в алгебре логики принимают лишь два значения: единицу и нуль. Их называют *двоичными переменными*. Чтобы реализовать алгебру логики на электронных элементах, необходимо значение параметров этих элементов перевести на язык алгебры логики (0 или 1). Задавать значения параметров можно уровнем напряжения или полярностью импульсов.

Если сигналы подают в виде высокого (положительной или отрицательной полярности) и низкого (близкого к нулю) уровня напряжения, то такой способ подачи сигнала называют *потенциальным*. Если высокому уровню напряжения U^1 приписывают значение «единица», а низкому U^0 — «нуль», то логику называют *положительной (позитивной)*, в противном случае — *отрицательной (негативной)*. Разность уровней единицы и нуля называют *логическим перепадом* $U_n = U^1 - U^0$. Он должен быть значительным, иначе нельзя будет четко отделить один уровень от другого.

Если сигналы подают в импульсной форме, то такой способ подачи сигнала называют *импульсным*. При этом логической единице соответствует наличие импульса, логическому нулю — отсутствие импульса (положительная логика). Сигналы, соответствующие 1 (или 0), могут быть на входе и выходе разными. Наибольшее распространение получили потенциальные логические элементы, так как их можно изготавливать по технологии интегральных микросхем.

Элементарные логические операции и типы логических элементов. Система логических элементов, на базе которой можно строить логическую схему любой сложности, называется *функционально полной*. Основными и наиболее простыми логическими элементами являются элементы, выполняющие операции отрицания (НЕ), конъюнкции (И), дизъюнкции (ИЛИ). Они составляют функционально полную систему и являются *системой минимального базиса*. Каждая из этих операций и логических элементов имеет и другое название (табл. 21.1). В этой таблице

Таблица 21.1

Название логической операции	Обозначения логических операций	Как читается	Таблица истинности				Название логического элемента, реализующего операцию	Обозначение логического элемента в функциональных схемах	
			x_1	0	0	1			1
Логическое НЕ; логическое отрицание; инверсия	\bar{x} $\neg x$	Не x	x	0	1		Индвертор		
Конъюнкция; логическое умножение; логическое И	$x_1 \cdot x_2$; $x_1 \cdot x_2$; $x_1 \wedge x_2$; $x_1 \& x_2$	x_1 и x_2	$x_1 \cdot x_2$	0	0	0	1	Конъюнктор	
Дизъюнкция; логическое сложение; логическое ИЛИ	$x_1 \vee x_2$; $x_1 + x_2$	x_1 или x_2	$x_1 \vee x_2$	0	1	1	1	Дизъюнктор	
Логическое И-НЕ; штрих Шеффера; отрицание конъюнкции	$x_1 x_2$	x_1 и x_2 несовместимы	$x_1 x_2$	1	1	1	0	Элемент Шеффера, элемент И-НЕ	
Логическое ИЛИ-НЕ; стрелка Пирса, функция Вебба, отрицание дизъюнкции	$x_1 \downarrow x_2$	Ни x_1 , ни x_2	$x_1 \downarrow x_2$	1	0	0	0	Элемент Пирса, элемент ИЛИ-НЕ	

даны названия логических элементов, обозначение данной операции, показано, как читается запись операции, обозначаются логические элементы в функциональных схемах, а также таблица истинности для случая, когда имеется два входа и один выход. Таблица истинности содержит правила выполнения операций. В каждой ее строке записывают состояние сигналов на входах (x_1, x_2) и результат логической операции на выходе (y). В общем случае логический элемент может иметь n входов и m выходов.

Функционально полную систему могут обеспечить *составные* (комбинированные) логические элементы, выполняющие логические операции И – НЕ, ИЛИ – НЕ. Их названия, обозначения также даны в табл. 21.1.

Логические элементы выполняют как на дискретных приборах, так и методами интегральной технологии. Для большинства серий интегральных микросхем базисной системой являются логические элементы И – НЕ или ИЛИ – НЕ. Их выпускают в виде отдельных микроминиатюрных устройств в герметичном корпусе.

Рассмотрим логические элементы на полупроводниковых приборах. Логические элементы И и ИЛИ могут выполняться на резисторах, диодах, биполярных и полевых транзисторах и туннельных диодах. Элемент НЕ выполняется на транзисторах.

Составные логические элементы на разных ступенях могут выполняться на различных приборах (резисторах, диодах, транзисторах, как биполярных, так и полевых), т. е. могут иметь разные схемные варианты. В соответствии с конструкцией их называют логикой типа *резисторно-транзисторной* (РТЛ); *диодно-транзисторной* (ДТЛ); *транзисторно-транзисторной* (на биполярных транзисторах – ТТЛ; на полевых – r -канальная МОПТЛ, n -канальная МОПТЛ; на комплементарных полевых транзисторах – КМОП или КМОПТЛ; на транзисторах с эмиттерными связями – ТЛЭС или ЭСЛ).

Специфической логикой на транзисторах является *инжекционная логика* – И²Л, она не имеет аналогов в транзисторных схемах на дискретных элементах. Связь между ступенями логических элементов осуществляется либо непосредственно, либо через резистор, либо через RC-цепочку. Тогда в название логики добавляют соответствующие буквенные обозначения: НСТЛ – транзисторная логика с непосредственной связью; НСТЛМ – транзисторная логика с непосредственной связью на МОП-транзисторе; РЕТЛ – транзисторная логика с резистивно-емкостной связью.

Основные логические элементы в дискретном исполнении. Логический элемент НЕ (табл. 21.1) имеет один вход и один выход и выполняет операцию НЕ. Он представляет собой усилительный каскад на биполярном или полевом транзисторе, работающий в ключевом режиме. На рис. 21.1 показан элемент НЕ на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ. Элемент предназначен для работы с сигналами положительной полярности в положительной логике. Транзистор T закрыт отрицательным потенциалом на базе, подаваемым от источника E_B . При подаче на вход элемента сигнала низкого уровня $U_{вх} = U^0$, соответствующего логическому 0, транзистор остается закрытым, коллекторный ток равен нулю, т. е. через резистор R_K ток не проходит и на выходе

напряжение $U_{\text{вых}} = +E_K$, т. е. высокого уровня U^1 , соответствующего логической 1.

При высоком уровне напряжения на входе $U_{\text{вх}} = U^1$ транзистор находится в режиме насыщения, появляется коллекторный ток и на резисторе R_K создается падение напряжения, примерно равное E_K , а на выходе напряжение примерно равно нулю ($U_{\text{вых}} = U^0$), т. е. будет логический нуль. Итак, если $x = 0$, то $y = 1$, если $x = 1$, то $y = 0$, т. е. элемент является *инвертором* — выполняет операцию отрицания.

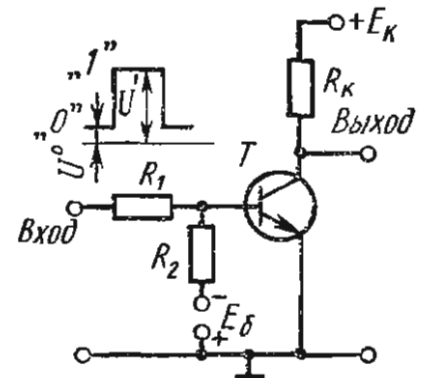


Рис. 21.1

Следует отметить, что если элемент выполнен на кремниевом транзисторе *n-p-n*-структуры, источник смещения E_B можно не включать, так как и при положительных потенциалах на базе (до 0,6 В) транзистор практически закрыт.

Логический элемент И (табл. 21.1) может иметь два (или более) входа и один выход и работать как при потенциальных, так и импульсных сигналах. Аналогом его может служить схема из последовательно включенных контактов реле. Рассмотрим работу элемента И, выполненного на диодах.

Элемент, предназначенный для работы с сигналами в виде напряжений (или импульсов) положительной полярности в положительной логике, показан на рис. 21.2, а. Он имеет три входа и один выход. Элемент реализует операцию И, если сигнал 1 появляется на выходе только тогда, когда одновременно на всех входах присутствует сигнал 1. При этом, если хотя бы на одном входе присутствует сигнал, соответствующий логическому нулю, он должен передаваться через открытый диод на выход и обеспечивать запираание тех диодов, на которые со стороны входа воздействуют сигналы, соответствующие логической 1. Будем считать, что сопротивление открытого диода $R_{\text{доткр}} \ll R$, а потенциалы сигнала и источника питания E схемы имеют значения, удовлетворяющие соотношению $U^0 < E < U^1$.

Если на одном из входов цепи, например Vx_1 , действует сигнал U^0 , то диод D_1 будет открыт и ток пройдет по цепи $+E$, резистор R , диод D_1 , источник U^0 . Все напряжение источника E приложится к резистору R и на выходе напряжение окажется равным U^0 , т. е. сигнал на выходе — логический нуль. На остальных входах действует высокий потенциал U^1 , поэтому диоды закрыты, так как их анод подсоединен к зажиму на выходе с низким потенциалом U^0 , а катоды — к высокому положительному потенциалу U^1 .

Если на всех входах действует напряжение U^1 , то все диоды будут закрыты, ток в цепи $+E_K$, R , закрытый диод, источник U^1 не проходит и падение напряжения на резисторе R равно нулю. На выходе напряжение $E > U^0$, что соответствует логической 1. Таким образом, если хотя бы на один из входов воздействует сигнал, соответствующий логическому нулю, сигнал на выходе также соответствует логическому нулю. Сигнал на выходе соответствует логической 1 только если сигналы на всех входах соответствуют логической единице.

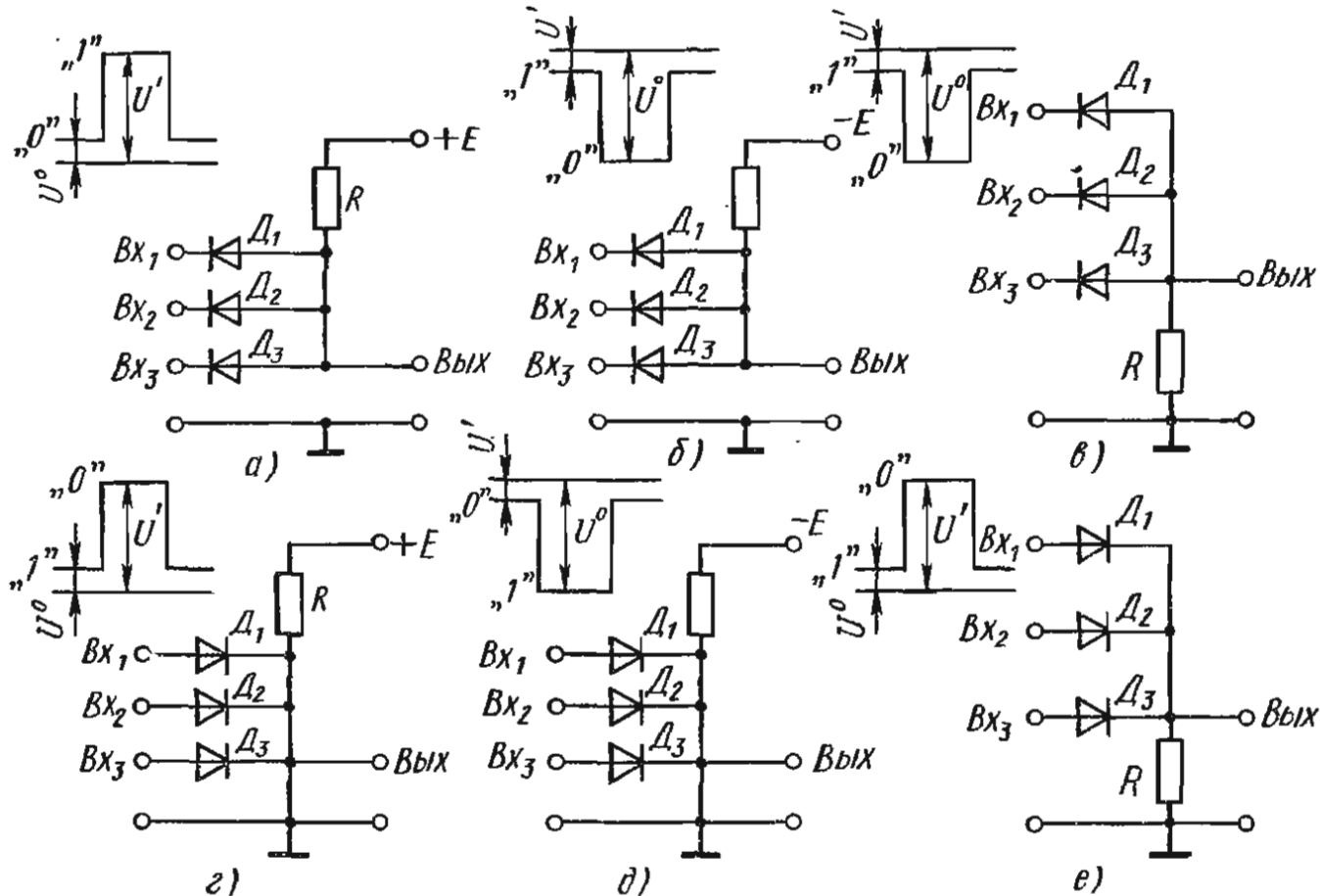


Рис. 21.2

На рис. 21.2, б, г, д показаны элементы, предназначенные соответственно для работы с сигналами отрицательной полярности в положительной логике, положительной (рис. 21.2, г) и отрицательной (рис. 21.2, д) полярности в отрицательной логике. Отметим, что один и тот же элемент может работать как от положительных, так и от отрицательных сигналов, но полярность включения источника питания для положительных сигналов должна быть положительной (+E), для отрицательных сигналов — отрицательной (-E). Работают элементы так же, как и элемент на рис. 21.2, а. Наиболее распространены элементы, показанные на рис. 21.2, а, д.

Элемент И может работать и без источника питания. В этом случае возможны только два варианта включения диода, причем элемент на рис. 21.2, в реализует операцию И только от сигналов отрицательной полярности в положительной логике, а элемент на рис. 21.2, е — только от сигналов положительной полярности в отрицательной логике. Элементы без источника питания менее предпочтительны, чем с источником питания.

Логический элемент ИЛИ (табл. 21.1) может иметь два (и более) входа, один выход и работать как при потенциальных, так и при импульсных сигналах. Аналогом его может служить схема из параллельно включенных реле.

Рассмотрим элемент ИЛИ, выполненный на диодах и предназначенный для работы от сигналов в виде напряжений (импульсов) положительной полярности в положительной логике. Для того чтобы элемент реализовал операцию И, необходимо, чтобы сигнал на выходе имел

значение 1 только тогда, когда хотя бы на одном из входов действует сигнал 1. При этом сигнал 1 на входе должен обеспечивать запираание всех диодов, на которые со стороны входа воздействует сигнал 0. Соотношение потенциалов источника сигналов низкого U^0 и высокого U^1 уровней и источника питания E схемы такое же, как и в схеме элемента И: $U^0 < E < U^1$ (если $U^1 < E$, то диоды будут всегда закрыты и выходное напряжение не будет изменяться). Сопротивление диода в открытом состоянии $R_{\text{Доткр}} \approx 0$.

Если на все входы подано низкое напряжение U^0 , все диоды закрыты, так как потенциал их анодов ниже потенциала катодов ($\varphi_K = -E$); следовательно, напряжение на выходе равно $E < U^1$, т. е. на выходе сигнал соответствует логическому 0. При подаче хотя бы на один из входов, например Vx_1 , высокого напряжения U^1 откроется диод D_1 , который подключен к этому входу, а так как сопротивление открытого диода равно нулю, то потенциал $\varphi_K = +U^1$ и на выходе имеется сигнал U^1 (логическая 1). Если в это время на какие-то диоды со стороны входа будет подан низкий потенциал U^0 , они окажутся закрытыми, так как их катодам сообщится потенциал $\varphi_K = +U^1$. Таким образом, на выходе сигнал будет соответствовать логической 1, если хотя бы на одном из входов (или первом, или втором, или третьем) сигнал соответствует логической 1.

Сравним рис. 21.3, а, на котором показан элемент ИЛИ, предназначенный для работы от сигналов положительной полярности в отрицательной логике, с рис. 21.2, г. Они одинаковы. Таким образом, можно отметить, что элемент ИЛИ в положительной логике может выполнить операцию И в отрицательной логике, и наоборот. Все элементы И на рис. 21.2 в другой логике, чем для элемента И, реализуют операцию ИЛИ.

Элемент ИЛИ, как и элемент И, может не содержать источника питания. Элемент на рис. 21.3, б предназначен для работы от сигналов положительной полярности в положительной логике, а на рис. 21.3, в — от сигналов отрицательной полярности в отрицательной логике. Сравнение этих элементов ИЛИ с элементами И на рис. 21.2, в, е подтверждает,

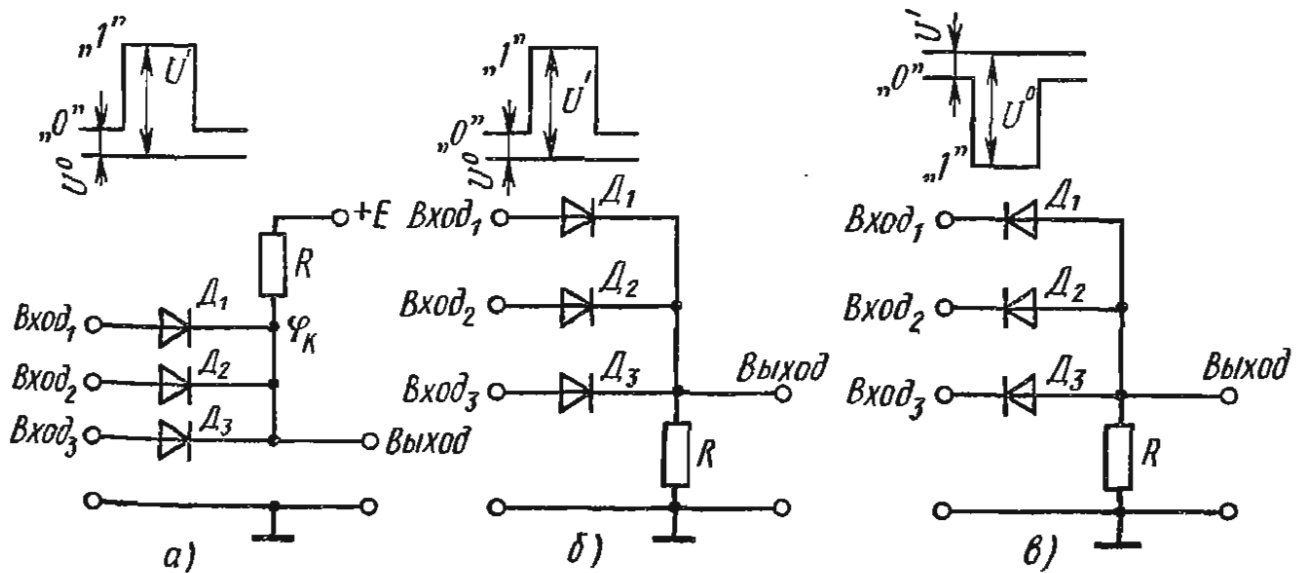


Рис. 21.3

что оба элемента могут выполнять обе операции: и И, и ИЛИ; элемент И (ИЛИ) – в положительной логике, в отрицательной логике – ИЛИ (И).

Операции ИЛИ – НЕ и И – НЕ образуются путем инверсии результатов, получаемых при выполнении операции ИЛИ и И соответственно:

$$\text{ИЛИ – НЕ } (x_1, x_2) = \overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2; \quad (21.1)$$

$$\text{И – НЕ } (x_1, x_2) = \overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2, \quad (21.2)$$

что видно из таблицы истинности для двух входных элементов (табл. 21.2).

Таблица 21.2

Входные переменные		ИЛИ $y = x_1 + x_2$	И $y = x_1 x_2$	ИЛИ – НЕ $y = \overline{x_1 + x_2}$	И – НЕ $y = \overline{x_1 x_2}$
x_1	x_2				
0	0	0	0	1	1
0	1	1	0	0	1
1	0	1	0	0	1
1	1	1	1	0	0

Элемент, выполняющий операцию И – НЕ в положительной логике (табл. 21.3), в отрицательной логике выполнит операцию ИЛИ – НЕ (табл. 21.4).

Таблица 21.3

x_1	x_2	y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Таблица 21.4

x_1	x_2	y
1	1	0
1	0	0
0	1	0
0	0	1

Логические элементы в интегральном исполнении предназначают для работы с сигналами в потенциальной форме. Они могут выполняться по логике разных типов. Тип логики влияет на характеристики элемента. В интегральных микросхемах чаще используют кремниевые транзисторы *n-p-n*-типа (см. замечание к элементу НЕ). В режиме насыщения напряжение между эмиттером и коллектором таких транзисторов сравнительно велико (0,4 В и выше).

Логический элемент И – НЕ диодно-транзисторной логики (ДТЛ). Входные сигналы подаются на элемент И, выходной сигнал снимается с элемента НЕ. Таким образом, на выходе элемента И – НЕ сигналом будет логическая 1, если на входе элемента НЕ присутствует сигнал, соответствующий логическому 0. Чтобы это имело место, хотя бы на

один вход элемента И должен быть подан сигнал, соответствующий логическому 0. Логический элемент И – НЕ для сигналов положительной полярности показан на рис. 21.4. Он представляет собой соединение через диоды D_c двух элементов: диодного элемента И и транзисторного элемента НЕ (см. соответственно рис. 21.2, а и рис. 21.1). При этом элемент НЕ не имеет источника смещения E_B , исходя из сделанного ранее замечания о работе кремниевых транзисторов. Кроме того, значения напряжений, соответствующих логическим 0 и 1, необходимо выбрать должным образом, так как при напряжении на базе, несколько меньшем 0,6 В, транзистор будет закрыт, а в режиме насыщения напряжение между эмиттером и коллектором равно 0,4 В (и выше).

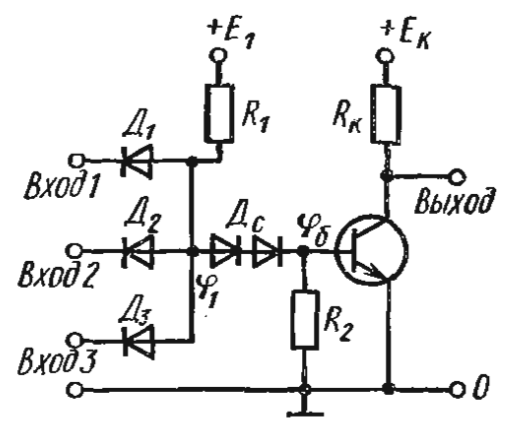


Рис. 21.4

Рассмотрим работу элемента. Если на все входы подано напряжение U^1 (логическая 1), все диоды (D_1, D_2, D_3) будут закрыты и ток в цепи источник E_1 , резистор R_1 , открытые диоды D_c пройдет в базу транзистора. Вследствие падения напряжения на резисторе R_1 потенциал ϕ_1 окажется несколько ниже потенциала $+E_1$, диод D_1 будет открыт и потенциал базы ϕ_B транзистора меньше потенциала ϕ_1 на значение падения напряжения на диодах D_c (но выше 0,6 В, так что транзистор будет находиться в режиме насыщения). На выходе элемента НЕ установится низкое напряжение U^0 , соответствующее логическому 0. Если хотя бы на один вход, например Vx_1 , будет подано напряжение U^0 , то соответствующий диод D_1 будет открыт и потенциал ϕ_1 будет $\approx U^0$. Ток от источника E_1 будет проходить через резистор R_1 . Часть тока замкнется через открытый диод D_1 , источник U^0 , источник E_1 , часть – через смещающие диоды D_c , резистор R_2 и источник E_1 . Потенциал базы $\phi_B = U_{БЭ}$ будет ниже потенциала ϕ_1 на значение падения напряжения на смещающих диодах D_c . При этом элемент рассчитывают таким образом, чтобы падение напряжения на диодах D_c было таким, чтобы $\phi_B = U_{БЭ} > 0$, но значительно меньше 0,6 В. В этом случае транзистор будет закрыт и на выходе элемента НЕ напряжение окажется равным $E_K > U^0$, т. е. получим логическую 1. *Логический элемент И – НЕ транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ).* Простейший элемент И – НЕ показан на рис. 21.5, а. Он состоит из двух частей: элемента И на многоэмиттерном транзисторе T_1 и элемента НЕ на транзисторе T_2 . Связь непосредственная: коллектор T_1 соединен с базой транзистора T_2 . Смещение в цепи базы транзистора T_2 выполняет коллекторный переход T_1 . Три эмиттерных перехода T_1 , подключенных к входу элемента (рис. 21.5, б), выполняют функции входных диодов в схеме И на диодах.

По сравнению с ДТЛ-элементами элементы ТТЛ обладают более высоким быстродействием. Элемент выполнен по технологии интегральных микросхем, поэтому он не содержит реактивных элементов. Он работает от сигналов в виде напряжений положительной полярности.

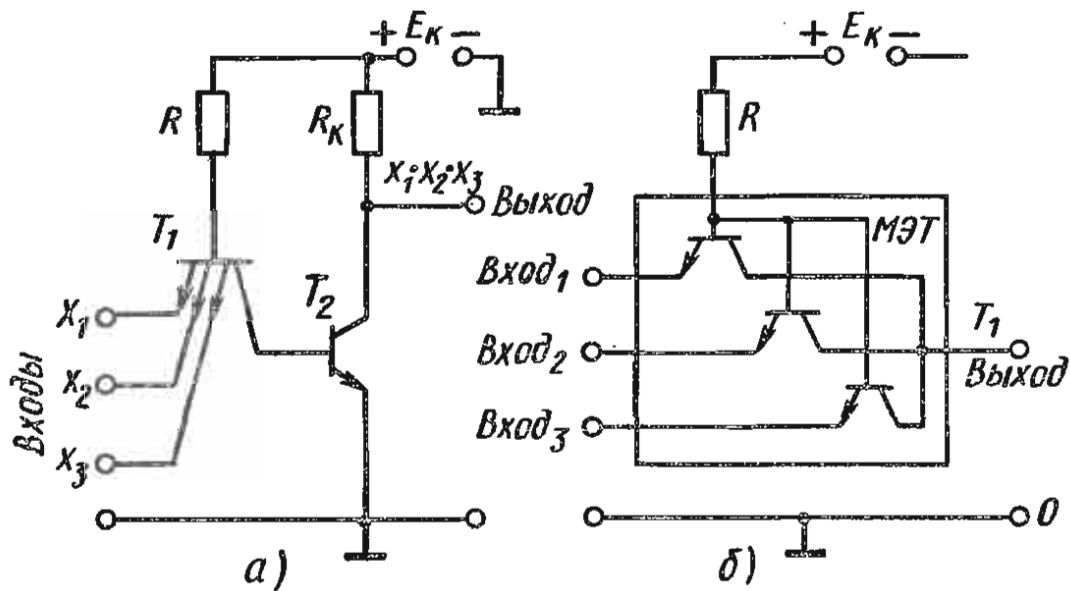


Рис. 21.5

Рассмотрим принцип работы подобных элементов. Если на все входы подать напряжение U^1 , то все эмиттерные переходы сместятся в обратном направлении. Потенциал коллектора транзистора T_2 окажется близким нулю, переход база – коллектор смещен в прямом направлении за счет источника $+E_K$. Транзистор T_1 будет в инверсном режиме, транзистор T_2 – в режиме насыщения. Коллекторный ток транзистора T_1 втекает в базу транзистора T_2 , оставляя последний в режиме насыщения. Таким образом, на выходе будет напряжение низкого уровня U^0 , т. е. логический 0.

Если на один из входов подано напряжение U^0 , то потенциал базы транзистора T_1 станет выше потенциалов эмиттера и коллектора, поэтому T_1 окажется в режиме насыщения и ток базы замкнется через эмиттерные переходы T_1 и не поступит в его коллектор, а следовательно, и в базу T_2 . Поэтому транзистор T_2 будет закрыт, а на его выходе – напряжение высокого уровня (логическая 1). Таким образом, элемент выполняет операцию И – НЕ, так как сигнал логического нуля на выходе может быть только тогда, когда на все входы будет подан сигнал логической единицы.

В промышленности для повышения нагрузочной способности логических элементов ДТЛ и ТТЛ используют схемы со сложным инвертором. Рассмотрим работу универсального логического элемента И – НЕ со сложным инвертором на выходе в интегральном исполнении (рис. 21.6). Операция И выполняется входным многоэмиттерным транзистором T_1 . Инвертирование фазы сигнала осуществляется сложным инвертором на транзисторах T_2, T_3, T_4 , питание элемента – источником постоянного напряжения $E_K = 5$ В. Элемент работает от входных импульсов напряжения прямоугольной формы с уровнями: $U^1 = 3,3$ В (логическая 1), $U^0 = 0,1$ В (логический 0).

Пусть на оба входа относительно общей заземленной шины одновременно поданы положительные импульсы напряжения $U^1 = 3,3$ В. В этом случае оба эмиттерных перехода транзистора T_1 закрыты, так как они имеют обратное смещение. Транзисторы T_2 и T_4 находятся в режиме

насыщения. Ток проходит по цепи (рис. 21.6) $+E_K$, R_1 , открытый коллекторный p - n -переход транзистора T_1 , эмиттерно-базовые переходы насыщенных транзисторов T_2 и T_4 , 0. Многоэмиттерный транзистор T_1 находится в инверсном режиме включения. Так как транзистор T_2 открыт и находится в насыщении, между точками A и B элемента имеется малый перепад напряжения, из которого вычитается падение напряжения на диоде D . В силу этого транзистор T_3 надежно закрыт и находится в режиме отсечки. Насыщенный транзистор T_4 , представляя собой в этом режиме эквипотенциальную точку, подсоединяет узел C схемы к заземленной точке D , закорачивая тем самым сопротивление нагрузки R_H . Таким образом, на выходе напряжение равно логическому нулю. Появление хотя бы на одном входе T_1 импульса напряжения низкого уровня приводит к открытию соответствующего эмиттерного перехода T_1 . Транзистор T_1 выходит из инверсного режима, а транзисторы T_2 и T_4 закрываются, так как их базовые токи становятся равными нулю. В это время входит в насыщение транзистор T_3 . Его базовый ток насыщения протекает по цепи $+E_K$, R_2 эмиттерно-базовый переход T_3 , прямо включенный диод D , сопротивление нагрузки R_H , $-E_K$. На сопротивлении R падает напряжение $U_{\text{вых}} \geq 3,3$ В, что соответствует логической единице.

Логический элемент ИЛИ – НЕ n -канальной МОП-транзисторной логики (МОПТЛ). В логических схемах на полевых транзисторах используют только МОП-транзисторы с диэлектриком SiO_2 . Основные преимущества схем на МОП-транзисторах по сравнению с другими схемами – высокая степень интеграции и повышенная помехоустойчивость.

Рассмотрим схему ИЛИ – НЕ на МОП-транзисторе с индуцированным n -каналом (рис. 21.7). В отличие от рассмотренных ранее схем в ней вместо нагрузочного резистора R_K имеется МОП-транзистор (на схеме рис. 21.7 он обозначен T_K). Это связано с тем, что нагрузочный резистор сильно увеличил бы площадь схемы. Логические транзисторы T_1 и T_2 включены параллельно. Входное напряжение на каждом из них равно напряжению затвора: $U_{\text{вх1}} = U_{\text{зи1}}$, $U_{\text{вх2}} = U_{\text{зи2}}$; выходное напряжение равно напряжению стока: $U_{\text{вых}} = U_{\text{си}}$. Напряжение питания обычно выбирают в три раза большим порогового $U_{\text{пор}}$ ($U_{\text{пор}}$ – напряжение на затворе, при котором образуется канал). Если

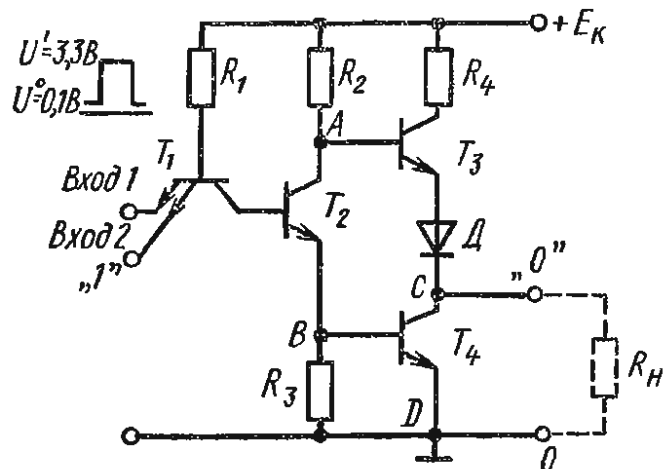


Рис. 21.6

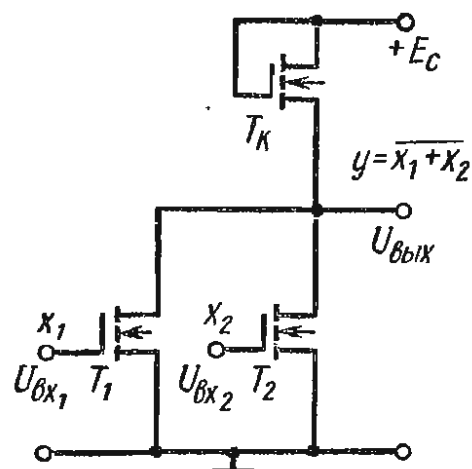


Рис. 21.7

$U_{\text{пор}} = 2,0$ В, то логический перепад (разность между входным и пороговым напряжениями) составляет 4 В. Логические уровни соответствуют выходным напряжениям открытого и закрытого транзисторов. Если на оба входа подать напряжение меньше порогового (соответствующее логическому нулю), то транзисторы T_1 и T_2 окажутся закрытыми, а ток стока — практически равным нулю. При этом ток стока нагрузочного транзистора T_K тоже будет равен нулю. Поэтому на выходе установится напряжение, близкое к напряжению источника питания E_C и соответствующее логической 1.

Если на вход хотя бы одного транзистора подать напряжение, превышающее пороговое (соответствующее логической 1), то этот транзистор откроется и появится ток стока. Тогда на выходе схемы будет остаточное напряжение, значительно меньшее порогового, что соответствует логическому 0.

Следует отметить, что схемы на МОП-транзисторах менее быстродействующие, чем на биполярных. Это связано со скоростью перезарядки выходной емкости, которая весьма значительна. Все способы повышения быстродействия ведут к появлению других существенных недостатков.

Аналогично работает (с учетом полярностей) схема ИЛИ — НЕ с p -канальными МОП-транзисторами. Тип схемы влияет на характеристики (потребляемая мощность, быстродействие и др.), но принцип работы схемы остается неизменным. Рассмотрим особенности схем тех типов логик, которые не были рассмотрены ранее.

МОП-транзисторная логика на комплементарных транзисторах (КМОП). Схема строится на комплементарных МОП-транзисторах. В качестве логических используются два транзистора, один из которых с n -каналом, а другой — с p -каналом. Логические ИМС на их основе являются наиболее перспективными. Мощность, потребляемая ими в статическом режиме, составляет десятки нановатт, быстродействие около 10 МГц, они обладают большим логическим перепадом. Однако технология изготовления транзисторов с p - и n -каналами на одном кристалле сложна и трудоемка.

Эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ). Основу этой группы ИМС составляет переключатель тока, представляющий собой ключевой элемент на транзисторах с объединенным эмиттером. Такие логические ИМС наиболее быстродействующие.

Интегральная инжекционная логика (И²Л). Эта логика не имеет аналогов в дискретном исполнении и является новым направлением, которое способствует миниатюризации цифровых приборов. В основе построения микросхем на И²Л используется базовая структура, состоящая из комплементарной пары биполярных транзисторов. Транзистор p - n - p работает в режиме источника тока (выполняет функции инжектора носителей заряда), а многоэмиттерный транзистор n - p - n работает как инвертор. Поэтому эту логику можно назвать логикой с инжекционным питанием. Один элемент И²Л занимает очень малую площадь, и потребляемая им мощность незначительна. Поэтому множество таких элементов можно объединить в схему с высокой степенью интеграции.

§ 21.2. Триггеры в интегральном исполнении

Интегральная технология и использование методов алгебры логики позволили создать большое число различных триггеров на базе логических элементов, различающихся структурой цепей управления и режимами работы. Триггер состоит из цепей управления и запоминающих устройств и имеет один, два (или более) входа и два выхода. Каждый из входов имеет определенное функциональное назначение, которое отражается в обозначении данного входа (R , S , K , D и т. д.). Цепи управления, в которые поступают входные (информационные) сигналы, преобразуют их в сигналы для запоминания и считывания.

Запоминающие устройства состоят из двух плеч, в каждом из которых одновременно хранятся сколь угодно долго два сигнала, один из которых соответствует логической 1, другой — логическому 0. Выход триггера Q , с которого в исходном состоянии снимается высокий потенциал, обычно называют *прямым*, другой — *инверсным* (обозначается \bar{Q}).

В зависимости от выполняемых функций различают триггеры с *раздельным запуском* (RS -триггер), с *счетным запуском* (T -триггер), с *элементами задержки* или *логическими переключающими схемами в цепях управления* (D -триггер), *универсальные* (JK -триггеры), на базе которых могут быть реализованы остальные типы триггеров.

По способу записи информации все триггеры подразделяют на *асинхронные*, в которых информация записывается непосредственно при поступлении входного сигнала, и *тактируемые* (синхронные), записывающие входную информацию только при поступлении разрешающего тактового импульса.

Названия триггеров составляют из типов входов. Синхронные триггеры бывают со статическими и динамическими входами. *Динамическим* называют такой вход, действие поданных уровней сигналов на который прекращается после соответствующего переключения триггера. Рассмотрим примеры построения некоторых типов триггеров на базе логических элементов либо ИЛИ — НЕ, либо И — НЕ.

RS -триггер. Буквы R и S означают: R — раздельный вход установки в состояние 0, S — раздельный вход установки в состояние 1. Логические нули и единицы на рисунках обозначены цифрами в кавычках: «0», «1».

Схема асинхронного RS -триггера на двух логических элементах ИЛИ — НЕ показана на рис. 21.8, а, на рис. 21.8, б дано его условное обозначение в схемах. Триггер имеет два прямых входа R и S и два выхода: прямой Q и инверсный \bar{Q} . Перекрестная связь выхода каждого элемента ИЛИ — НЕ со входом другого обеспечивает схеме два устойчивых состояния. Предположим, что на входах R и S действуют уровни логического 0, не влияющие на состояние триггера. Примем для определенности, что на прямом выходе триггера Q имеет место уровень логического 0. Этот сигнал совместно с нулевым уровнем на входе S образуют на инверсном выходе \bar{Q} триггера уровень логической 1. Уровень логической 1, в свою очередь, формирует совместно с 0

на входе R на прямом выходе Q уровень логического 0. Это устойчивое состояние триггера называют нулевым по уровню на прямом выходе.

Переключают триггер подачей на один из входов сигнала логической 1, при подаче на вход R уровня 1, а на вход S уровня 0 на инверсном выходе устанавливается сигнал $\bar{Q} = 0$, который переводит триггер в состояние 1, соответствующее $Q = 1$. Аналогично происходит переключение триггера и при подаче уровня логической единицы на вход S .

Для RS -триггера существует запретная комбинация входных сигналов. Триггер теряет свойства (его состояние становится неопределенным) при одновременной подаче на входы R и S уровня логической 1. Если отпирающие импульсы действуют одновременно, то триггер оказывается временно в симметричном состоянии, из которого он может выйти равновероятно в любое из двух устойчивых состояний. Таким образом, результат неоднозначный, что недопустимо.

В схеме рис. 21.8,а элементы ИЛИ – НЕ могут быть заменены элементами И – НЕ. Свойства триггера при этом сохраняются, но управление им должно производиться уровнями логического 0. Такой триггер можно рассматривать как RS -триггер с инверсными входами. Более сложные триггеры D -, T - и JK -типов выполняют на базе одного или двух RS -триггеров с использованием в цепях управления элементов задержки или логических переключающих схем. Наибольшее распространение получили триггеры с логическими переключающими схемами в цепях управления, поскольку интегральное исполнение элементов задержки затруднено.

D -триггер. Схема синхронного D -триггера приведена на рис. 21.9,а, на рис. 21.9,б показано его условное обозначение в схемах. D -триггер имеет один информационный вход D , устанавливающий триггер в состояние, соответствующее логическому уровню на этом входе. Вход C является исполнительным управляющим, он служит для подачи на

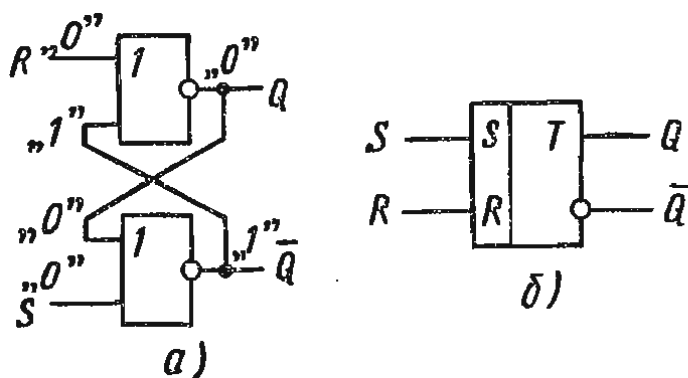


Рис. 21.8

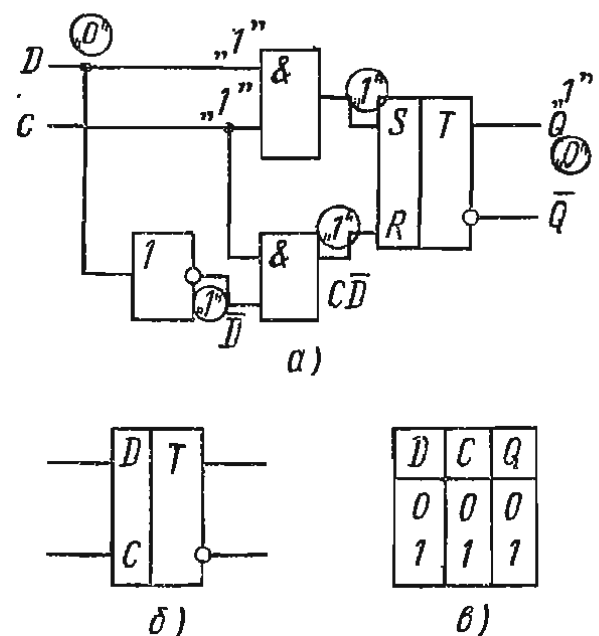


Рис. 21.9

вход синхронизирующего сигнала. Если $C = 0^*$, триггер сохраняет состояние, установленное ранее. Триггер состоит из асинхронного RS -триггера и логических переключающих устройств на входах (одного элемента НЕ и двух элементов И). На рис. 21.9, в дана таблица истинности, определяющая функционирование триггера. Из нее видно, что при $C = 1$ триггер устанавливается в состояние, определяемое логическим уровнем на входе D (при анализе состояний логических элементов схем на рис. 21.9 и 21.10 состояния входов и выходов для одного режима отмечены кружком, для другого режима — без кружка).

При $C = 0$ на выходах элементов И образуются уровни 0 для входов RS -триггеров. При $C = 1$ и на входе $D = 1$ уровень 1 будет на входе S RS -триггера, а если на входе $D = 0$, то уровень 1 окажется на входе R RS -триггера. Следовательно, D -триггер принимает информацию с входа D , когда $C = 1$, и может ее хранить до тех пор, пока $C = 0$.

T -триггер. Буква T означает, что триггер имеет счетный вход. Структура одной из схем T -триггера и его условное обозначение показаны на рис. 21.10, а, б соответственно. Триггер состоит из двух (A и B) синхронных RS -триггеров, имеющих синхронизирующие входы C и один счетный вход T , которым служит синхронизирующий вход C триггера A , а также содержит инвертор (НЕ), через который тактовый импульс подается на триггер B . Триггер A называют *ведущим*, а триггер B — *ведомым*.

В T -триггере осуществлена перекрестная обратная связь: с выхода Q триггера B на вход R триггера A и с выхода \bar{Q} триггера B на вход S триггера A . Поступление на вход T уровня 1 обеспечивает перевод триггера A в состояние, противоположное предыдущему. Если $T = 0$ и $Q = 0$, а $\bar{Q} = 1$, то на выходах триггера A будут такие же уровни, поскольку единичный уровень сигнала на выходе инвертора обеспечивает запись сигналов с выхода первого триггера A во второй B . При этом на входе S триггера A будет 1, а на входе R — 0. Подача сигнала 1 на T отключает триггер B от A и обеспечивает запись в

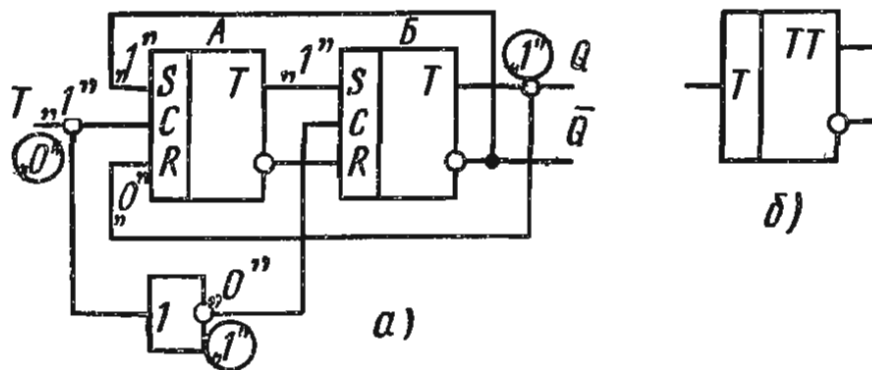


Рис. 21.10

* Такая запись означает, что «на входе C логический ноль»; запись $C = 1$ означает, что «на входе C логическая единица».

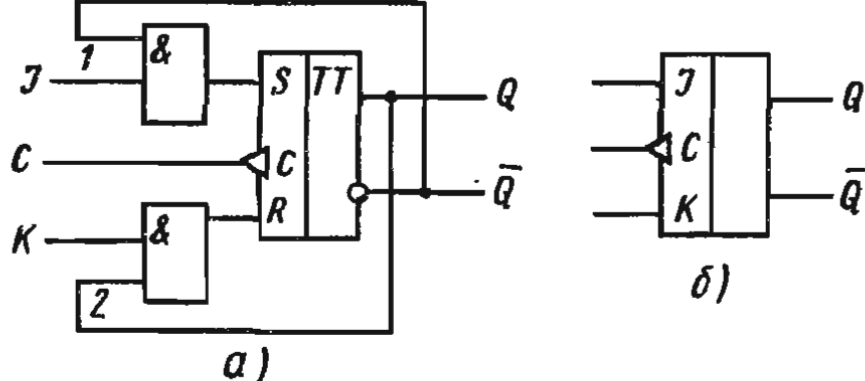


Рис. 21.11

него сигналов 1 на S и 0 на R . Изменение входного уровня на $T \equiv 0$ приводит к отключению входов триггера A и запись сигналов с его выходов в триггер B , который переводится в состояние $Q = 1, \bar{Q} = 0$, т. е. в состояние, противоположное предыдущему.

JK-триггер. Это наиболее универсальный триггер. Структурная схема и условное обозначение одного из вариантов такого триггера показаны на рис. 21.11, $a, б$. Входы J и K задают состояния: J — триггер устанавливается в состояние 1, K — в состояние 0. Эти входы подобны входам R и S в триггере RS . JK — триггер имеет вход C (исполнительный синхронизирующий), поэтому триггер является синхронным, т. е. его выходные уровни устанавливаются только при поступлении тактовых импульсов C .

Входы R и S связаны с выходами перекрестными связями через две схемы $И$, на один из входов которых подаются управляющие уровни J и K . В JK -триггере допустимо подавать на входы J и K одинаковые сигналы (в отличие от RS -триггеров). Если на входы J и K поданы сигналы единицы ($J = 1$ и $K = 1$), схемы $И$ превращаются в повторители для уровней, поданных на входы 1 и 2. В этом случае JK -триггер работает как T -триггер. При остальных наборах сигналов на входах J и K JK -триггер работает как RS -триггер, причем вход J соответствует входу S , а K — входу R .

§ 21.3. Счетчики

Счетчиком называют цифровое устройство, осуществляющее счет импульсов, поступающих на его вход. Числа в счетчике представляются в двоичной системе счисления в виде комбинаций состояний триггеров, образующих разряды счетчика. По функциональному признаку счетчики подразделяют на суммирующие, в которых числа, представленные в виде последовательности импульсов, складываются с записанным ранее числом; *вычитающие*, когда входные импульсы вычитаются из начального числа, и *реверсивные*, производящие одну из указанных выше операций в зависимости от знака входных сигналов.

В зависимости от схемы выполнения цепей связи между разрядами различают счетчики с *непосредственной связью*, с *цепями переноса* и *комбинированные*. По принципу подачи

сигналов счетчики бывают *последовательными, параллельными и смешанными*. Счетчики выполняются на счетных триггерах (например, Т- или JK-типа).

Суммирующие двоичные счетчики. В таких счетчиках поступление на вход очередного импульса вызывает увеличение на одну единицу хранимого в счетчиках числа. При этом в счетчике устанавливается число, которое получается суммированием предыдущего значения с единицей. Суммирование производится в двоичной системе счисления. Процесс суммирования можно описать с помощью логических выражений. Функционирование i -го разряда счетчика можно представить таблицей истинности (табл. 21.5).

Таблица 21.5

a_i	0	0	1	1
Π_i	0	1	0	1
b_i	0	1	0	1
Π_{i+1}	0	0	0	1

где a_i — цифры разрядов числа до суммирования; b_i — цифры разрядов числа, получаемого при суммировании с единицей; Π_i — значение переноса, формируемого в $(i - 1)$ -м разряде счетчика и передаваемого в i -й разряд; Π_{i+1} — перенос, передаваемый в $(i + 1)$ -й разряд; $\Pi_{i+1} = a_i \Pi_i$.

Из таблицы истинности следует, что установившееся в i -м разряде значение $b_i = a_i \Pi_i \vee \bar{a}_i \Pi_i$ может быть получено путем подачи переноса Π_i на счетный вход триггера i -го разряда, хранившего значение a_i ; на вход счетчика поступила логическая единица, перенос, подаваемый на первый разряд счетчика $\Pi_1 = 1$; $\Pi_{i+1} = \Pi_2 = a_1$.

Приведенные логические выражения реализует схема счетчика на рис. 21.12, *а* с четырьмя разрядами. Информационные входы J и K триггеров разрядов объединены с образованием счетного входа, на который подаются поступающие в разряды переносы. Подлежащие счету импульсы подаются на входы синхронизации триггеров. Если на вход счетного триггера поступает перенос, равный логической 1, входной импульс переводит триггер в новое состояние. В противном случае в триггере сохраняется прежнее состояние. Для формирования переносов использованы логические элементы И. Цепь установки «нуля» используется для начальной установки в состояние 0 триггеров всех разрядов счетчика.

На рис. 21.12, *б* представлены временные диаграммы работы счетчика. При нарастании входного импульса триггер принимает поданное на его информационные входы значение переноса, затем при спаде входного импульса на выходе триггера устанавливается новое значение. С каждым входным импульсом число в счетчике увеличивается на единицу. Такое нарастание числа продолжается до тех пор, пока после $(2^n - 1)$ -го входного импульса не установится двоичное число $(11\dots 1)_2$. Далее с приходом 2^n -го импульса в счетчике устанавливается исходное состояние $00\dots 0$, после чего счет ведется сначала.

Вычитающий счетчик. В вычитающем счетчике поступление на вход очередной логической единицы (очередного импульса) вызывает умень-

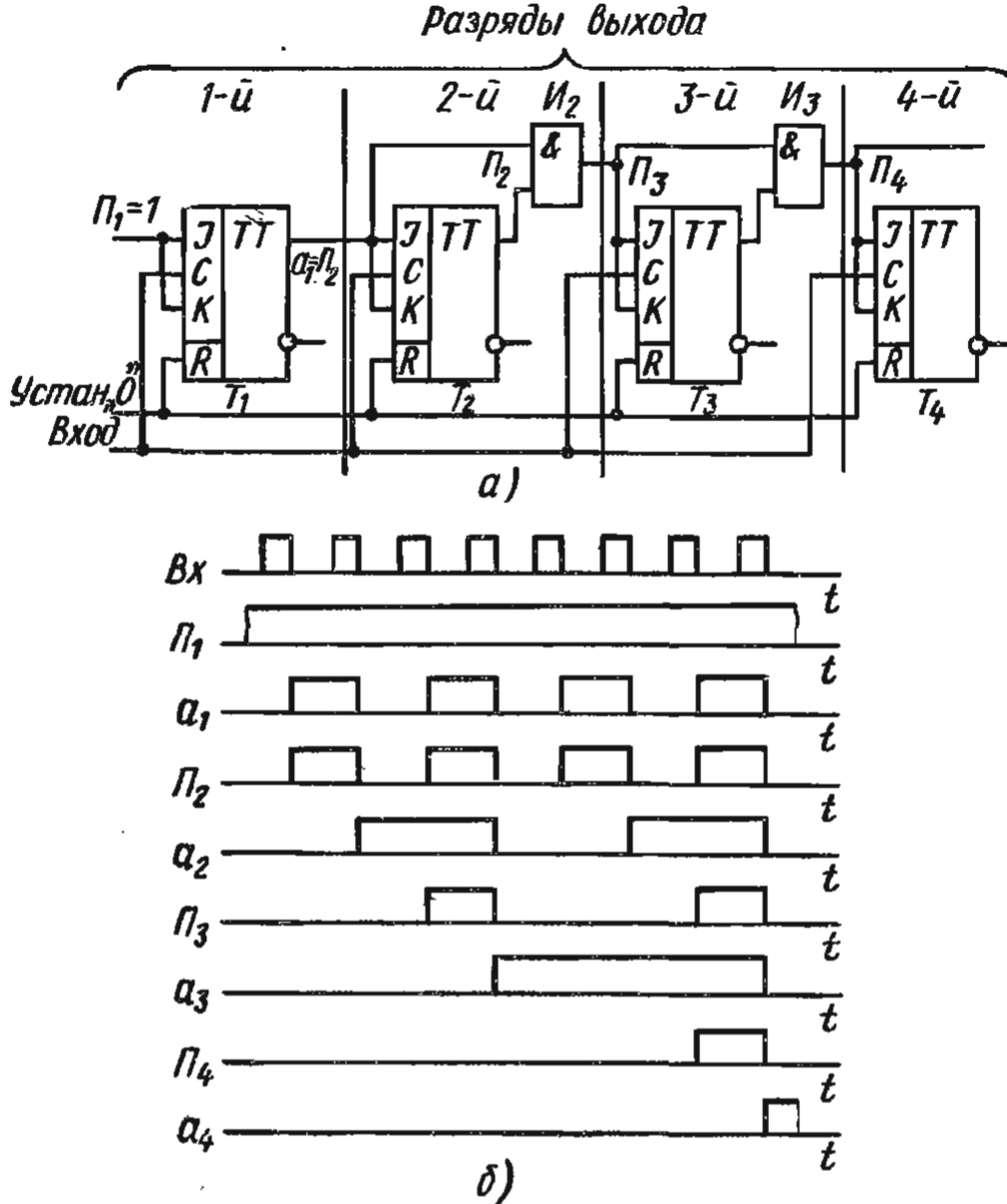


Рис. 21.12

шение хранившегося в счетчике числа на единицу. Он отличается от суммирующих счетчиков тем, что счетные входы каждого из последующих триггеров подсоединены не к прямому выходу предыдущего триггера, а к инверсному \bar{Q} . Кроме того, в исходном состоянии все разряды (или часть из них) заполняются не нулями, а единицами уменьшаемого числа. При поступлении на вход импульсов, которые надо вычесть из заранее установленного числа, триггеры начиная с первого последовательно срабатывают и уменьшают это число. На рис. 21.13 представлена схема вычитающего счетчика с последовательной передачей переносов. Как и суммирующий счетчик, вычитающий имеет период циклической работы, равный 2^n импульсов.

Реверсивный счетчик. Реверсивный счетчик (рис. 21.14) работает как в режиме суммирования, так и в режиме вычитания. В его конструкции содержится блок управления, состоящий из логических элементов.

В схеме счетчика предусмотрены две цепи передачи переносов, соответствующие схемам суммирующего и вычитающего счетчиков. Счетчик работает в режиме суммирования, когда управляющие сигналы $I_1 = 1$ и $I_2 = 0$, так как в этом случае закрыт элемент I_2 и, следовательно,

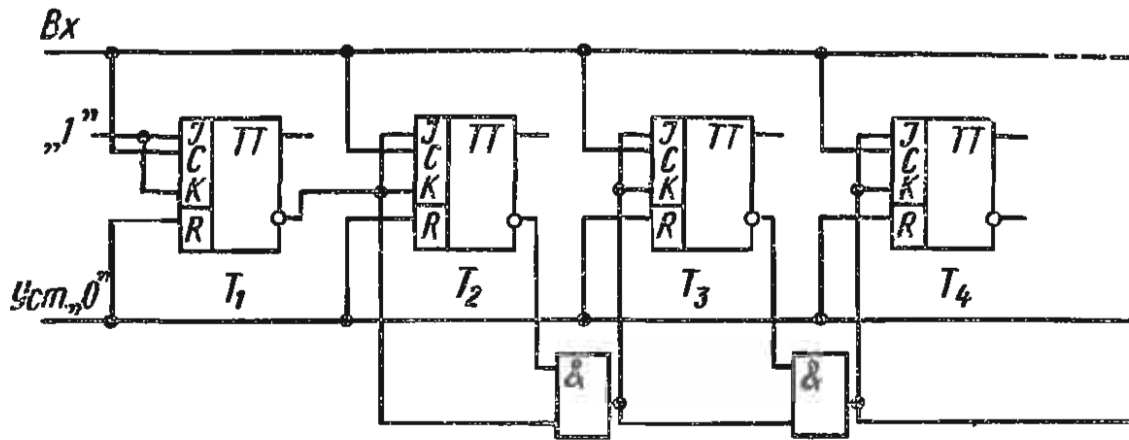


Рис. 21.13

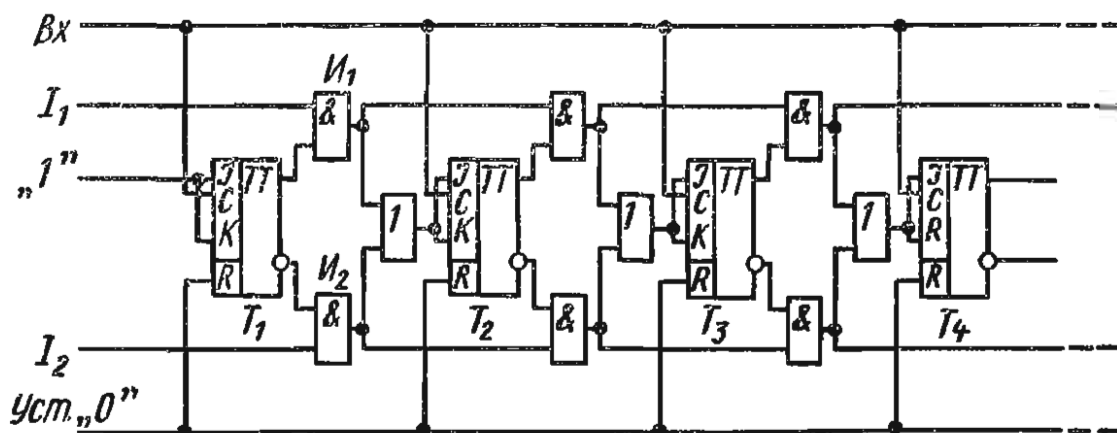


Рис. 21.14

отключена цепь передачи переносов режима вычитания. Счетчик работает в режиме вычитания, когда $I_1 = 0$ и $I_2 = 1$, т. е. когда закрыт элемент I_1 , и поэтому отключена цепь передачи переносов режима суммирования.

§ 21.4. Регистры

Регистр — это узел ЭВМ, предназначенный для приема, хранения и выдачи по команде числовых кодов. Наибольшее применение регистры находят в устройствах оперативной обработки информации. Регистр представляет собой сборку из триггерных и логических элементов. В зависимости от формы представления числа, используемой при вводе его в регистр (параллельной или последовательной), регистры подразделяют на *накопительные* и *сдвигающие*.

Накопительные регистры (параллельные) могут только принимать, запоминать и выдавать числовую информацию. Одна из типовых схем такого регистра показана на рис. 21.15, а. Он состоит из трех триггеров с прямыми входами и шести элементов И: на входах триггеров I_1, I_3, I_5 и на прямых выходах триггеров I_2, I_4, I_6 .

R-входы триггеров присоединены к шине установки их в исходное состояние УСТ «0». На первые входы элементов И (x_1, x_2 и x_3)

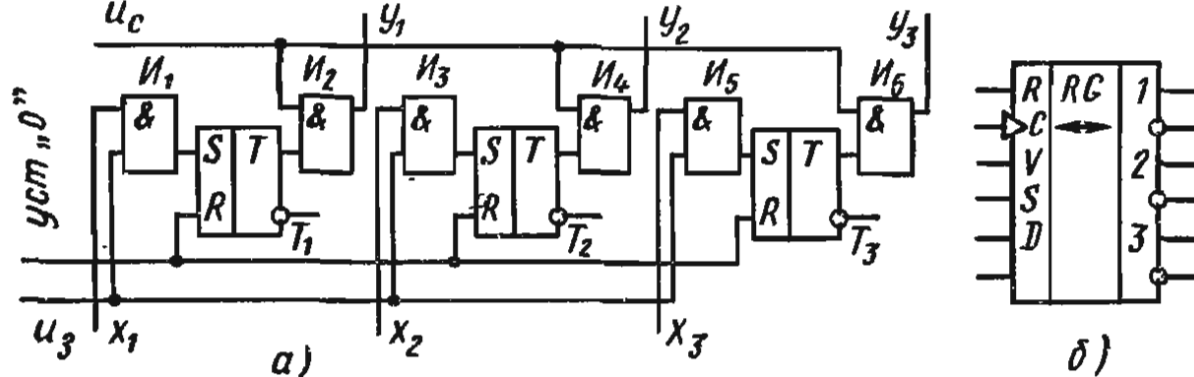


Рис. 21.15

поступают коды чисел, подлежащие записи. Их вторые входы подключены к шине генератора импульсов записи u_3 . Считывание информации производится с выходов y_1, y_2, y_3 конъюнкторов.

Сдвигающий регистр (последовательный) можно получить, если ячейки параллельного регистра (рис. 21.15, а) соединить последовательно: выход старшего разряда подключить ко входу младшего, т. е. коллектор правого триггера предыдущей ячейки связать со счетным входом последующей (причем связь должна содержать элемент задержки импульсов во времени). Элемент задержки реализуется либо с помощью цепей, содержащих катушку индуктивности и конденсатор, либо на основе устройств с материалами, обладающими инерцией электропроводности (например, ртути). Выходы сдвигающего регистра и его ячеек присоединяют в зависимости от применения к решающим блокам или к схемам управления электрическими приводами технологических объектов. Если с заданной частотой подавать запускающие импульсы на вход x_1 и шины u_3 и u_c , то ячейки регистра будут одна за другой перебрасываться и поочередно включать управляемые цепи. Условное изображение регистра приведено на рис. 21.15, б. В средней части под буквами RG одно- или двусторонняя стрелка означает, что регистр сдвигает в одну или обе стороны. Слева от прямоугольника показаны входные цепи, справа — выходные.

§ 21.5. Шифраторы и дешифраторы

Комбинация электрических сигналов, однозначно соответствующая данному числу, называется *кодом* числа. Устройство, преобразующее цифровые коды входных чисел в сигналы для выполнения логических операций, называется *шифратором* (кодером). Обратное преобразование сигналов в код осуществляется *дешифратором* (декодером). Шифратор в совокупности с дешифратором позволяет решать задачу преобразования одного кода в другой (например, десятичных чисел в двоичную систему счисления и наоборот). Шифраторы и дешифраторы выполняют в виде комбинаций триггеров и простых логических элементов И, ИЛИ, НЕ и их комбинаций.

Шифраторы. На рис. 21.16, а показана принципиальная схема шифратора для преобразования кода десятичного числа в код двоичного числа, на рис. 21.16, б дано его условное обозначение (входы обозначены десятичными цифрами, а выходы — двоичными кодовыми эквивалентами, символ *CD* соответствует английскому слову *coder*). Входы шифратора — ключи $K_0 - K_9$ — служат для ввода цифр десятичного числа разряда единиц. Выходы — это вертикальные проводники, соединенные через резисторы $R_1 - R_4$ с источником энергии и корпусом. Диоды каждого горизонтального проводника (строки) вместе с резисторами образуют элементы И.

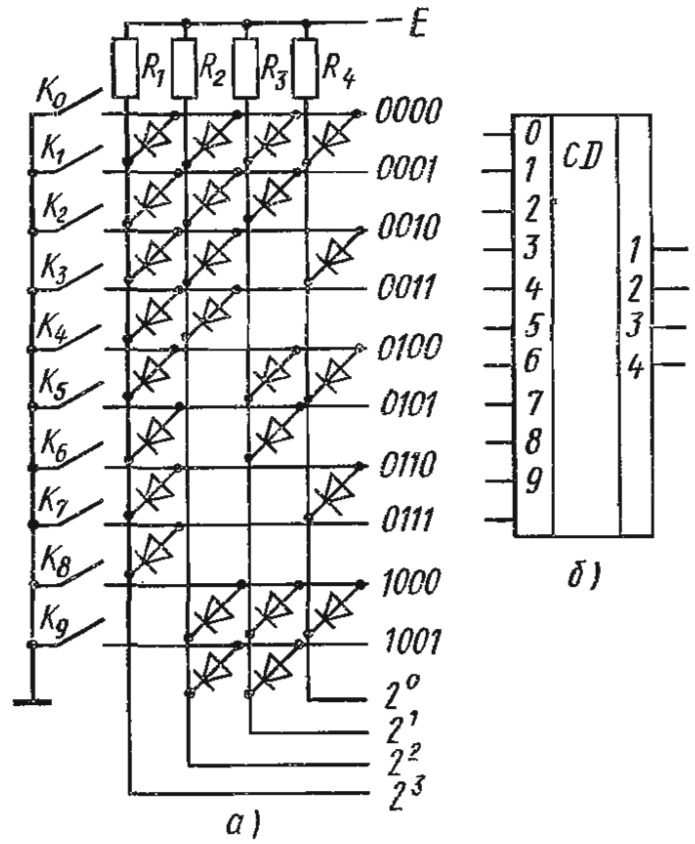


Рис. 21.16

Код двоичного числа формируется из электрических сигналов, соответствующих сумме слагаемых $N = \sum_0^n 2^n$, где N — двоичное число; n — разряд числа. При нажатии определенного ключа элемент И формирует электрический сигнал, являющийся кодом двоичного числа.

Дешифраторы. Применяются в устройствах вывода информации в ЭВМ, когда преобразуют двоичные эквиваленты в десятичные числа. На рис. 21.17, а показана принципиальная схема дешифратора двоичных чисел в десятичные в виде матрицы с диодными элементами И. Ее

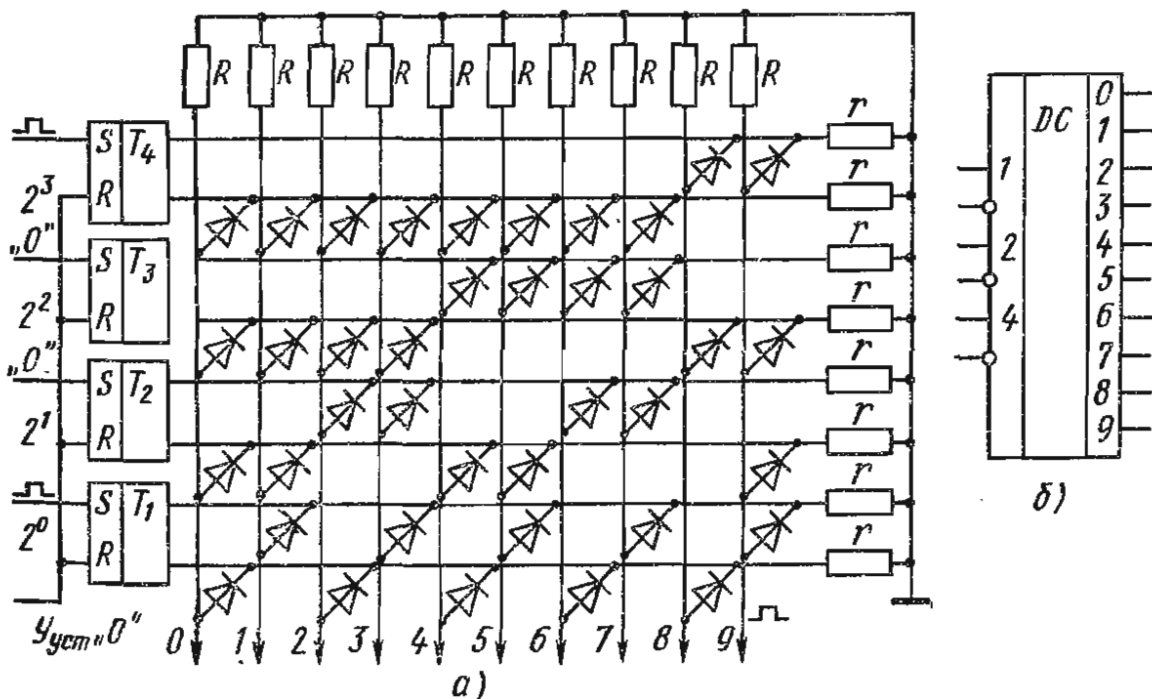


Рис. 21.17

входные шины (горизонтальные) присоединены к прямым и инверсным выходам триггеров, выходные шины 0–9 (вертикальные) могут подключаться к печатающей цифры машине или к индикаторам. Сопротивления резисторов R и r значительно выше сопротивления диодов. На рис. 21.17,б дано условное обозначение дешифратора [где прямые и инверсные входы (слева) обозначены двоичными числами разрядов, а выходы (справа) — десятичными цифрами; DC — от слова *decoder*].

§ 21.6. Сумматоры

Сумматором называют устройство, осуществляющее арифметическое сложение двоичных чисел. Сумматор является одним из основных элементов ЭВМ, выполняющим арифметические операции. Сложение многоразрядных двоичных чисел производится однотипными действиями, осуществляемыми в каждом разряде с помощью одноразрядного двоичного сумматора, схема которого приведена на рис. 21.18. В двоичном одноразрядном сумматоре путем сложения по модулю 2 определяется сумма чисел a_1 и b_1 в каждом разряде. Операция сложения выполняется путем подачи соответствующих разрядов двух чисел a_1 и b_1 на информационные входы D двух D -триггеров: D_a и D_b . Числа в триггеры записываются подачей тактового импульса u_T на тактовые входы C обоих триггеров. Проанализируем, как осуществляется операция сложения.

Предположим, что $a_1 = 0$ и $b_1 = 0$. После подачи тактового импульса u_T эти числа переписываются на выходы D -триггеров. При этом на выходе элемента I_1 , на входы которого поступают сигналы $a_1 = 0$ и $\bar{b}_1 = 1$, будет сигнал $a_1\bar{b}_1 = 0$. На входы элемента I_2 поступают сигналы $\bar{a}_1 = 1$ и $b_1 = 0$, что обеспечивает на его выходе сигнал $\bar{a}_1b_1 = 0$. Сигналы $a_1\bar{b}_1 = 0$ и $\bar{a}_1b_1 = 0$, поступая на входы элемента ИЛИ, образуют сигнал, соответствующий сумме чисел a_1 и b_1 : $S = \bar{a}_1b_1 + a_1\bar{b}_1 = 0$.

Если, например, $a_1 = 1$, $b_1 = 0$, то на выходе элемента I_1 вырабатывается сигнал $a_1\bar{b}_1 = 1$, а на выходе элемента I_2 — $\bar{a}_1b_1 = 0$. В результате на выходе элемента ИЛИ сигнал суммы $S = 1$. Аналогично

формируется сигнал суммы в каждом разряде двоичного одноразрядного сумматора и при других сочетаниях входных чисел.

Для сложения многоразрядных двоичных чисел используют многоразрядные сумматоры, которые в зависимости от ввода чисел делятся на две группы: последовательного и параллельного действия. Сумматор последовательного действия состоит из одноразрядного сумматора (рис. 21.18), на входы которого последовательно (в последовательном коде) подаются числа каждого разряда

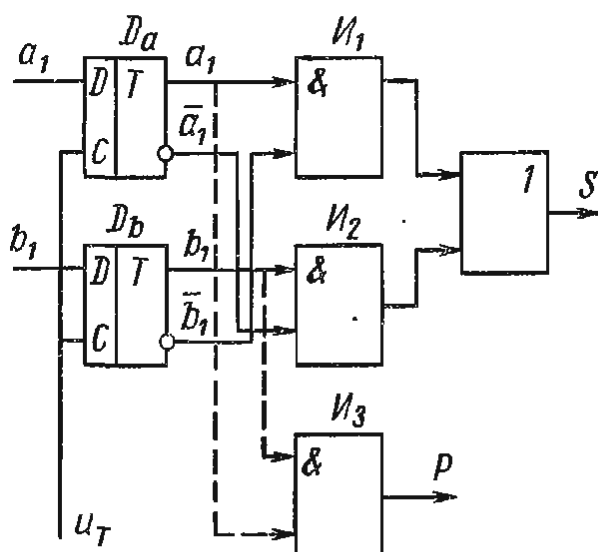


Рис. 21.18

начиная с младшего. Сумма, формируемая на выходе последовательного сумматора, также представляется в последовательном коде. Суммирование осуществляется при поступлении тактовых импульсов u_t . При поступлении первого тактового импульса суммируются числа первого разряда, при поступлении второго тактового импульса — второго разряда и т. д. Для сумматора последовательного действия характерно малое количество элементов, однако он обладает низким быстродействием.

Сумматор *параллельного действия* выполняется многоразрядным, его каждый разряд образован одnorазрядным сумматором. Каждый одnorазрядный сумматор должен формировать сигнал суммы и сигнал переноса в старший разряд, если сумма, полученная при сложении двух чисел, превышает 1.

Схемы, позволяющие формировать сигнал переноса в старший разряд, называют *полусумматорами*. Полусумматор образуется путем добавления к схеме одnorазрядного сумматора (рис. 21.18) элемента I_3 , на выходе которого формируется сигнал переноса $P = a_1b_1$. Если $a_1 = 1$ и $b_1 = 1$, то на выходе элемента I_3 появляется сигнал переноса $P = a_1b_1 = 1$.

§ 21.7. Микропроцессоры

Успехи в области технологии и схемотехники больших интегральных микросхем (БИС) обусловили создание универсальных БИС — микропроцессоров. Высокий уровень технических характеристик таких микропроцессоров, высокая надежность, низкая стоимость, малые габариты, малое потребление электроэнергии обеспечили широкое использование их не только в вычислительной технике, но и в разнообразных промышленных, бытовых и других устройствах.

Микропроцессор (МП) — это полупроводниковый прибор, предназначенный для обработки информации и управления, рассчитанный на совместную работу с устройствами памяти, ввода — вывода информации и другими периферийными устройствами.

Микропроцессор выполняется в виде БИС с программируемой логикой, для чего используются программы, обеспечивающие способ функционирования МП. Программы хранятся в памяти (МП). Способ функционирования изменяется путем замены одной программы на другую.

Микропроцессоры выполняют как на одной, так и нескольких БИС и помещают в корпус, от которого делают внешние выводы; таким образом, МП представляет собой законченное изделие. По своему составу и выполняемым функциям он аналогичен процессору ЭВМ, поэтому МП можно определить как процессор, реализованный средствами интегральной технологии в виде одной или нескольких БИС.

Микропроцессор состоит из *арифметико-логического устройства (АЛУ)*, *устройства управления (УУ)*, *блока внутренних регистров* (внутренняя память), *аппаратуры и шин*, обеспечивающих связь внутренних устройств между собой и с внешней аппаратурой (*интерфейс*). Структурная схема микропроцессора показана на рис. 21.19. Арифметико-

логическое устройство реализует простейшие арифметические и логические операции над числами и адресами, представленными в двоичном коде: сложение, вычитание, сравнение, сдвиги, логическое умножение (И), логическое сложение (ИЛИ) и т. п. Структура АЛУ достаточно сложна и содержит, как правило, сумматор по модулю 2, дешифратор, сдвигающий регистр, регистр для временного хранения операндов (исходных элементов данных, над которыми выполняется операция) и другие регистры и элементы, которые содержатся в обычных АЛУ. АЛУ различных МП отличаются друг от друга лишь деталями структуры и количеством регистров.

Устройство управления управляет работой АЛУ и всех других элементов МП. В нем поступающие из памяти команды преобразуются в двоичные сигналы, непосредственно воздействующие на все элементы МП и обеспечивающие выполнение определенной команды. Устройство управления соединено с генератором тактовых сигналов (*таймером*), с помощью которого процесс выполнения команды распределяется по времени.

Блок внутренних регистров образует внутреннюю сверхоперативную память МП и содержит специальные регистры и регистры общего назначения (РОН). Регистры связаны между собой и с другими внутренними регистрами шинами. Специальные регистры – это накопительный регистр, регистр адреса, регистр состояний и др.

Регистры общего назначения предназначены для хранения промежуточных результатов, адресов и команд, возникающих в ходе выполнения программы. Кроме того, их используют для выполнения функций специальных регистров: формирования адресов, счетчика команд и др.

Шины служат для связи внутренних устройств между собой и с внешней аппаратурой (интерфейс). В соответствии с передаваемыми по ним сигналами они бывают *информационными, адресными и управляющими*. Шина представляет собой группу линий связи, число которых соответствует разрядности одновременно передаваемой по шине двоичной информации.

Работа всех устройств МП подробно рассматривается в курсе «Электронные вычислительные машины». Как следует из определения МП и его структуры, он не может быть использован в качестве самостоятельного устройства. Для обеспечения его работы требуются внешняя память (запоминающие устройства), устройства ввода – вывода, таймер, источник питания и др. Поэтому обычно разрабатывают микропроцессорные системы (МПС) – совокупность МП, устройств памяти, ввода – вывода информации. Каждое из этих устройств выполняется на одном или нескольких кристаллах БИС. В состав МПС входит также источник питания, таймер и др. Такие системы могут обмениваться информацией с большим количеством периферийных устройств, к которым относятся печатающие устройства, дисплеи на электронно-лучевых трубках для графического отображения данных, панели ключевого управления, шаговые двигатели и др. МПС служит основой для создания микро-ЭВМ. *Микро-ЭВМ* – это конструктивно завершенная МПС, помещенная в корпус, имеющая панель управления и комплект математического обеспечения. Упрощенная схема микро-ЭВМ

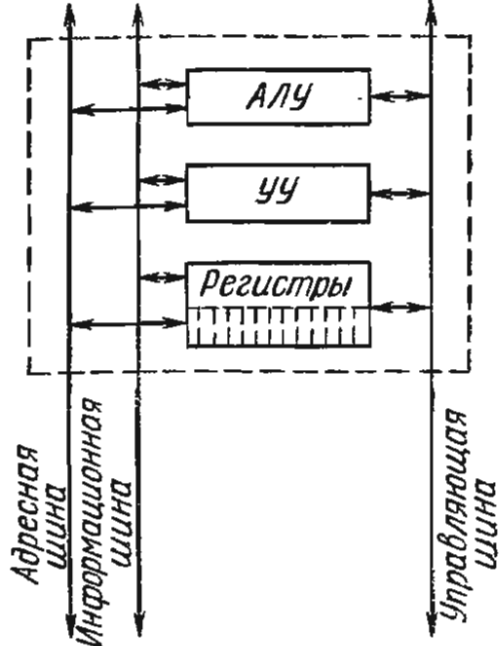


Рис. 21.19

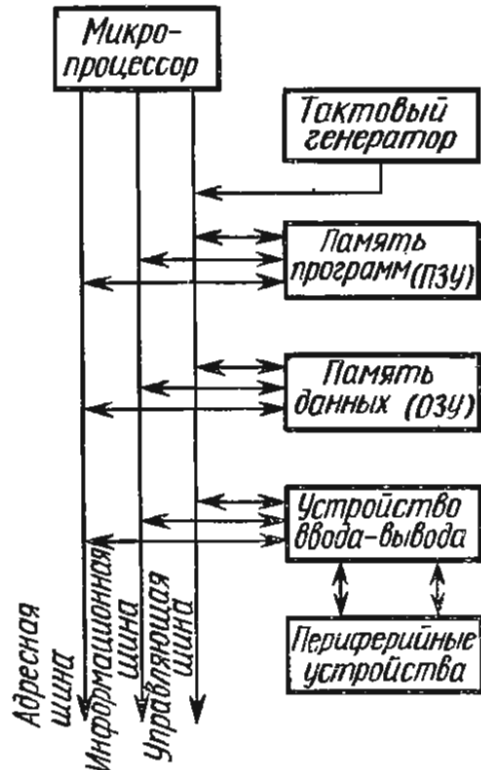


Рис. 21.20

показана на рис. 21.20. Микро-ЭВМ, как правило, выполняют на нескольких кристаллах БИС. Однако развитие технологии интегральных микросхем и повышение степени интеграции в кристалле до 10000 элементов и более позволяют реализовать на одном кристалле всю микро-ЭВМ. Такие микро-ЭВМ обладают небольшим объемом памяти и несложными схемами каналов ввода – вывода, поэтому их используют для выполнения несложных функций.

Микропроцессорные системы находят широкое применение в различных отраслях науки и техники. Их применяют для управления и контроля производственных процессов в системах сбора данных, в станках с программным управлением, в системах обработки информации при решении научно-технических задач, в качестве универсальных и специализированных микро-ЭВМ, в технике связи, в измерительной технике, в бытовой и профессиональной радиоаппаратуре и др.

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов Ю. М., Липатов Д. Н., Зорин Ю. Н. Электротехника. – М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины и микромашины. – М.: Высшая школа, 1981.
3. Электротехника / Под ред. В. Г. Герасимова. – М.: Высшая школа, 1985.
4. Основы промышленной электроники / Под ред. В. Г. Герасимова. – М.: Высшая школа, 1986.
5. Ефимов И. Е., Козырь И. Я. Основы микроэлектроники. – М.: Высшая школа, 1983.
6. Касаткин А. С., Немцов М. В. Электротехника. – М.: Энергоиздат, 1983.

Предисловие	3
Введение	4
Раздел первый	
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ.	
Глава 1. Электрические цепи постоянного тока	7
§ 1.1. Общие сведения об электрических цепях и их элементах	7
§ 1.2. Схемы соединений, схемы замещения электрических цепей и режимы их работы	14
§ 1.3. Основные законы электрических цепей	17
§ 1.4. Баланс мощностей	19
§ 1.5. Двухполюсники	20
§ 1.6. Методы эквивалентного преобразования схем электрических цепей с пассивными элементами	22
§ 1.7. Расчет сложных цепей постоянного тока с помощью законов Кирхгофа	25
§ 1.8. Метод контурных токов	26
§ 1.9. Метод наложения	30
§ 1.10. Метод двух узлов	31
§ 1.11. Входные и взаимные проводимости и сопротивления	32
§ 1.12. Свойство взаимности и принцип компенсации	34
§ 1.13. Нелинейные электрические цепи постоянного тока	35
Глава 2. Линейные цепи однофазного синусоидального тока	39
§ 2.1. Элементарный генератор синусоидальной э. д. с. Основные характеристики синусоидального тока	39
§ 2.2. Действующее и среднее значения синусоидальных тока, э. д. с. и напряжения	43
§ 2.3. Представление синусоидальных функций времени комплексными числами	45
§ 2.4. Законы Кирхгофа в комплексной форме	49
§ 2.5. Резистивный элемент в цепи синусоидального тока	49
§ 2.6. Индуктивный элемент в цепи синусоидального тока	52
§ 2.7. Емкостный элемент в цепи синусоидального тока	54
§ 2.8. Последовательное соединение резистивного, индуктивного и емкостного элементов в цепи синусоидального тока	56
§ 2.9. Последовательный колебательный контур. Резонанс напряжений	58
§ 2.10. Параллельное соединение приемников в цепи синусоидального тока	61
§ 2.11. Параллельный колебательный контур. Резонанс токов	64
§ 2.12. Повышение коэффициента мощности	66
Глава 3. Четырехполюсники	68
§ 3.1. Основные определения	68
§ 3.2. Основные уравнения четырехполюсника	70
§ 3.3. Определение постоянных четырехполюсника	73
§ 3.4. Эквивалентные схемы четырехполюсника	75
§ 3.5. Передаточные функции четырехполюсников	76
§ 3.6. Активный четырехполюсник	77

Глава 4. Трехфазные цепи	79
§ 4.1. Основные определения. Трехфазная система э. д. с.	79
§ 4.2. Способы соединения фаз источника трехфазного тока и соотношения между его линейными и фазными напряжениями	82
§ 4.3. Трехфазные цепи при соединении приемников звездой	85
§ 4.4. Трехфазные цепи при соединении приемников треугольником	89
§ 4.5. Мощность трехфазных цепей	91
Глава 5. Периодические несинусоидальные токи в электрических цепях	92
§ 5.1. Возникновение периодических несинусоидальных токов	92
§ 5.2. Представление периодических несинусоидальных величин рядами Фурье	93
§ 5.3. Виды симметричных периодических функций	96
§ 5.4. Действующие и средние значения несинусоидальных периодических токов и напряжений	98
§ 5.5. Мощность периодического несинусоидального тока	101
Глава 6. Переходные процессы в линейных электрических цепях	103
§ 6.1. Возникновение переходных процессов и законы коммутации	103
§ 6.2. Переходный, принужденный и свободный режимы	106
§ 6.3. Переходные процессы в цепи с последовательным соединением резистивного и индуктивного элементов	108
§ 6.4. Переходные процессы в цепи с последовательным соединением резистивного и емкостного элементов	114
§ 6.5. Переходные процессы в цепи с последовательным соединением резистивного, индуктивного и емкостного элементов	118

Раздел второй

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

Глава 7. Цепи с постоянными магнитодвижущими силами	121
§ 7.1. Основные характеристики магнитного поля	121
§ 7.2. Закон полного тока	124
§ 7.3. Основные характеристики ферромагнитных материалов	125
§ 7.4. Понятия о магнитных цепях и их основные законы	129
Глава 8. Магнитные цепи с переменными магнитодвижущими силами	133
§ 8.1. Общие сведения о цепях с переменной магнитодвижущей силой и их особенности	133
§ 8.2. Идеализированная катушка с ферромагнитным сердечником в цепи синусоидального тока	137
§ 8.3. Реальные индуктивные катушки	142

Раздел третий

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ И ИЗМЕРЕНИЯ

Глава 9. Электроизмерительные приборы	146
§ 9.1. Основные понятия и общие сведения из теории измерений	146
§ 9.2. Классификация электроизмерительных приборов и технические требования, предъявляемые к ним	149

§ 9.3. Приборы магнитоэлектрической системы	154
§ 9.4. Приборы электромагнитной системы	157
§ 9.5. Приборы электродинамической системы	159
§ 9.6. Приборы индукционной системы	163
Глава 10. Электрические измерения	166
§ 10.1. Измерение тока и напряжения	166
§ 10.2. Измерение мощности и энергии в электрических цепях	168
§ 10.3. Измерение сопротивлений	173
§ 10.4. Измерение неэлектрических величин электрическими методами	176

Раздел четвертый

ТРАНСФОРМАТОРЫ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Глава 11. Трансформаторы	179
§ 11.1 Назначение и принцип действия трансформаторов.	179
§ 11.2. Идеализированный трансформатор	183
§ 11.3. Реальный трансформатор	188
§ 11.4. Изменение вторичного напряжения трансформатора при нагрузке и его внешние характеристики	196
§ 11.5. Коэффициент полезного действия трансформатора	198
§ 11.6. Трехфазные трансформаторы	200
§ 11.7. Параллельная работа трансформаторов	203
§ 11.8. Многообмоточные трансформаторы	203
§ 11.9. Автотрансформаторы	205
§ 11.10. Измерительные трансформаторы	208
Глава 12. Асинхронные машины	212
§ 12.1. Общие сведения об электрических машинах	212
§ 12.2. Вращающееся магнитное поле	213
§ 12.3. Устройство трехфазных асинхронных двигателей	217
§ 12.4. Принцип действия асинхронного двигателя	220
§ 12.5. Электродвижущие силы и токи в обмотках статора и ротора	222
§ 12.6. Вращающий момент асинхронного двигателя	228
§ 12.7. Мощность, потери энергии и к. п. д. асинхронного двигателя	229
§ 12.8. Рабочие характеристики асинхронного двигателя	231
§ 12.9. Пуск асинхронных двигателей	233
Глава 13. Синхронные машины	239
§ 13.1. Устройство и принцип действия синхронной машины	239
§ 13.2. Холостой ход синхронного генератора	241
§ 13.3. Работа синхронного генератора под нагрузкой	243
§ 13.4. Векторные диаграммы, внешние и регулировочные характеристики синхронного генератора	246
§ 13.5. Мощность и электромагнитный (вращающий) момент синхронной машины	250
§ 13.6. Работа синхронной машины в режиме двигателя	253
Глава 14. Машины постоянного тока	258
§ 14.1. Общие сведения о машинах постоянного тока и их устройство	258
§ 14.2. Принцип действия машин постоянного тока	261
§ 14.3. Обмотки якорей машин постоянного тока	263

§ 14.4. Электродвижущая сила и электромагнитный момент машины постоянного тока	264
§ 14.5. Реакция якоря	266
§ 14.6. Понятие о коммутации	269
§ 14.7. Генераторы постоянного тока. Классификация генераторов	270
§ 14.8. Двигатели постоянного тока. Основные уравнения	275
Глава 15. Электропривод	283
§ 15.1. Общие сведения	283
§ 15.2. Основные режимы работы электропривода	284
§ 15.3. Выбор мощности электродвигателя	285
§ 15.4. Выбор типа электродвигателя	288
§ 15.5. Управление электроприводом	290

Раздел пятый

ЭЛЕКТРОНИКА

Глава 16. Полупроводниковые диоды	295
§ 16.1. Полупроводники и их свойства	295
§ 16.2. Электронно-дырочный переход	302
§ 16.3. Структура диодов. Точечные и плоскостные диоды	310
Глава 17. Транзисторы и элементы оптоэлектроники	321
§ 17.1. Биполярные транзисторы	321
§ 17.2. Схемы включения биполярного транзистора и режимы его работы	322
§ 17.3. Работа биполярного транзистора в активном режиме	324
§ 17.4. Токи биполярного транзистора	325
§ 17.5. Коэффициент передачи тока эмиттера биполярного транзистора в схеме с ОБ	327
§ 17.6. Коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора в схеме с ОЭ	328
§ 17.7. Усилительные свойства биполярного транзистора	329
§ 17.8. Статические характеристики биполярного транзистора	330
§ 17.9. Параметры биполярных транзисторов	333
§ 17.10. Полевые транзисторы	339
§ 17.11. Фотозлектрические и излучающие полупроводниковые приборы	346
§ 17.12. Оптоэлектронные устройства	351
§ 17.13. Общие сведения о микроэлектронике	353
Глава 18. Усилители электрических сигналов	360
§ 18.1. Основные определения	360
§ 18.2. Основные показатели усилителей	361
§ 18.3. Обратная связь в усилителях	366
§ 18.4. Динамические характеристики усилительного элемента	369
§ 18.5. Рабочая точка. Принцип работы усилителя	371
§ 18.6. Режимы работы усилительных каскадов	372
§ 18.7. Питание усилителей. Подача смещения на вход активного элемента	374
§ 18.8. Схемы стабилизации положения рабочей точки	376
§ 18.9. Свойства активных элементов при различных способах включения	377
§ 18.10. Многокаскадные усилители	380

§ 18.11. Импульсные усилители	381
§ 18.12. Усилители постоянного тока	384
§ 18.13. Дифференциальные усилители	385
§ 18.14. Операционные усилители	387

Раздел шестой ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА

Глава 19. Формирующие устройства	389
§ 19.1. Электрические импульсы, их параметры и спектральный состав	389
§ 19.2. Интегрирующие и дифференцирующие цепи	391
§ 19.3. Линии задержки	395
§ 19.4. Линейные формирующие цепи. Генераторы линейно изменяющегося напряжения	397
§ 19.5. Ограничители электрических сигналов	399
§ 19.6. Электронные ключевые схемы на диодах и транзисторах	402
Глава 20. Регенеративные импульсные устройства	406
§ 20.1. Принципы построения и режимы работы регенеративных импульсных устройств	406
§ 20.2. Мультивибраторы	407
§ 20.3. Триггеры	413
Глава 21. Элементы вычислительных устройств	420
§ 21.1. Логические элементы	420
§ 21.2. Триггеры в интегральном исполнении	431
§ 21.3. Счетчики	434
§ 21.4. Регистры	437
§ 21.5. Шифраторы и дешифраторы	438
§ 21.6. Сумматоры	440
§ 21.7. Микропроцессоры	441
Рекомендуемая литература	443

Учебное издание

Алексей Георгиевич Морозов

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭЛЕКТРОНИКА И ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА

Зав. редакцией Л. А. Романова. Редактор С. В. Никитина. Художественный редактор Т. М. Скворцова. Переплет художника В. М. Боровкова. Младшие редакторы И. А. Исаева, И. А. Титова. Технический редактор З. В. Нуждина. Корректор Г. И. Кострикова

ИБ № 4859

Изд. № ЭР-364. Сдано в набор 04.06.86. Подп. в печать 25.11.86. Т-23 710. Формат 60 × 90^{1/16}. Бум. тип. № 1. Гарнитура таймс. Печать высокая. Объем 28 усл. печ. л. 28 усл. кр.-отт. 30,61 уч.-изд. л. Тираж 53000 экз. Заказ № 443. Цена 1 р. 50 к.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.