

П. В. ЕРМУРАТСКИЙ, Г. П. ЛЫЧКИНА, Ю. Б. МИНКИН

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Учебник

Электронное издание

Профобразование
Саратов • 2017

УДК 621.38 (0 75.8)

ББК 31.2 Я73

Е749

Рецензенты: М.В.Немцов, д.т.н., профессор кафедры электротехники НИЯУ МИФИ и Ю.Е. Бабичев, профессор кафедры электротехники МГТУ к.т.н., доцент

Е749 П.В. Ермуратский, Г.П. Лычкина, Ю.Б. Минкин
Электротехника и электроника. — Эл. изд. — Саратов:
Профобразование, 2017. — 416 с.: ил.

ISBN 978-5-4488-0135-8

Учебник состоит из трёх частей: «Линейные электрические цепи», «Нелинейные электрические цепи, электроника», «Электромагнитные и электромеханические устройства. Электрические измерения и приборы».

Рассмотрены основные понятия теории электротехники и электроники. Приведены анализ и методы расчета однофазных и трехфазных электрических цепей; нелинейных и магнитных цепей; переходных процессов в элек-трических цепях. Даны основы теории электрических трансформаторов и электрических машин, их основные характеристики. Рассмотрены эле-ментная база современных электронных устройств, усилители электриче-ских сигналов, источники питания, цифровые устройства и основы микро-процессорной техники.

Для студентов вузов неэлектротехнических специальностей, изучающих дисциплину «Электротехника и электроника».

учебное электронное издание

ЕРМУРАТСКИЙ Петр Васильевич

ЛЫЧКИНА Галина Прохоровна

МИНКИН Юрий Борисович

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Главный редактор *Мовчан Д. А.*

Корректор *Синяева Г. И.*

Верстка *Паранская Н. В.*

Дизайн обложки *Мовчан А. Г.*

Для создания электронного издания использовано:
Microsoft Word 2013, приложение pdf2swf из ПО Swftools,
ПО IPRbooks Reader,
разработанное на основе Adobe Air

Подписано к использованию 04.04.2017 г.

Объем данных 79 Мб.

© П.В. Ермуратский, Г.П. Лычкина, Ю.Б. Минкин., 2011

© Оформление. Профобразование, 2017

ISBN 978-5-4488-0135-8

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебник предназначен для изучения общепрофессиональной дисциплины «Электротехника и электроника», которая является федеральным компонентом Государственного образовательного стандарта ряда направлений бакалавриата, изучаемой студентами большинства неэлектротехнических вузов.

Учебник написан преподавателями кафедры «Электротехники, электроники и микропроцессорной техники» Московской государственной академии тонкой химической технологии им. М.В. Ломоносова, носящей имя Анатолия Владимировича Нетушила.

Авторы посвящают этот учебник 80-летию кафедры, которая является одной из старейших в академии. Она была основана в 1930 г. как кафедра Электротехники для обеспечения инженерной подготовки студентов химических специальностей.

Зарождение и формирование новых научных направлений в области электротехники всегда находило отражение в читаемых кафедрой дисциплинах. Углублённое преподавание «Электроники» привело к переименованию кафедры в 1972 г. в кафедру «Электротехники и электроники».

С развитием вычислительной техники в стране кафедра организовала в институте внедрение в учебный и научный процесс вычислительной техники и стала называться с 1975 г. кафедрой «Электротехники, электроники и вычислительной техники». В 1985 г. из состава кафедры отделились Вычислительный центр института и вновь созданная кафедра Вычислительной математики и ЭВМ, которая с 1992 г. — кафедра Информационных технологий.

Интенсивное развитие микропроцессорной техники и внедрение её в учебный процесс привело в 1990 г. к переименованию кафедры в её современное название.

Кафедру возглавляли: доц. Золотарёв В.И. 1930 — 1937 гг.; проф. Круковский А.В. 1937 — 1940 гг.; проф. Телешев Б.А. 1940 — 1954 гг.; проф. Ясинский В.В. 1954 — 1972 гг.; проф. Нетушил А.В. 1972 — 1988 гг.;

проф. Ермуратский П.В. 1988 — 2008 гг.; доц. Минкин Ю.Б. 2008 — по настоящее время.

Большой вклад в развитие кафедры внес Анатолий Владимирович Нетушил — выдающийся, всемирно известный учёный, профессор, доктор технических наук, автор ряда учебников по Теоретическим основам электротехники (ТОЭ) и Теории автоматического управления (ТАУ), заслуженный деятель науки и техники РФ, действительный член Академии электротехнических наук РФ, почетный академик Международной академии информатизации, член редколлегии и руководитель теоретической секции журнала «Электричество», член редколлегии журналов «Известия ВУЗов — Электромеханика», «Известия ВУЗов — Радиоэлектроника», научно-методического сборника МИНВУЗа СССР «Электротехника». Он активно работал председателем экспертной комиссии Академии электротехнических наук.

Со времени создания научно-методического Совета по Электротехнике МИНВУЗа СССР А.В. Нетушил работал заместителем председателя научно-методического Совета по электротехнике Минобразования РФ, возглавлял секцию по изданию учебников и учебных пособий. Много сил и энергии отдавал разработке учебных планов и программ по электротехнике, компьютеризации учебного процесса.

Многолетний опыт преподавания дисциплины «Электротехника и электроника» в МИТХТ и ряде вузов страны был обобщён в выдержавшем 2 издания «Справочном пособии по основам электротехники и электроники», написанном сотрудниками кафедры под редакцией А.В. Нетушила.

Первое издание было опубликовано в 1986 г. в издательстве «Высшая школа» и было допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов неэлектротехнических специальностей вузов; второе издание вышло в свет в 1995 г. в издательстве Энергоатомиздат.

Изложение материала в читаемой на кафедре в течении двух семестров дисциплине «Электротехника и электроника» было ориентировано на математическое описание физических процессов, происходящих в электротехнических и электронных устройствах, применяемых в электрооборудовании химико-технологических производств.

С введением новых поколений стандартов наблюдается значительное сокращение числа часов, отводимых на изучение дисциплины «Электротехника и электроника».

В настоящее время выделяют 4 уровня подготовки бакалавров и специалистов неэлектротехнических направлений.

Уровни	1	2	3	4
Число часов	120 — 140	150 — 230	240 — 306	280 — 360

В 2008 г. авторами П.В. Ермуратским, Г.П. Лычкиной и Ю.Б. Минкиным было издано «Краткое учебное пособие по основам электротехники и электроники», предназначенное для студентов, изучающих дисциплину «Электротехника и электроника» на первом уровне, когда общее число часов, отводимых на подготовку бакалавров, менее 120 — 140 часов.

В данном учебнике авторы отошли от справочного характера изложения материала и основное внимание уделили доступности восприятия дисциплины студентами.

Учебник состоит из трех частей: «Линейные электрические цепи», «Нелинейные электрические цепи, электроника» и «Электромагнитные и электромеханические устройства. Электрические измерения и приборы».

В первой части рассматриваются основные принципы и методы расчетов электрических цепей постоянного, однофазного синусоидального и трёхфазного токов.

Во второй части анализируются устройства с нелинейными элементами: диодами, транзисторами, и принципы действия выпрямителей, стабилизаторов, усилителей, интегральных микросхем и микропроцессоров.

В третьей части рассматриваются принципы действия, математические модели, основные характеристики трансформаторов, машин постоянного и переменного токов, вопросы выбора двигателей для электропривода.

Приведены основные методы измерения и описания электроизмерительных приборов, расширен раздел, посвященный современным цифровым измерительным приборам.

К написанию учебника привлекались сотрудники кафедры: Закалюкин Р.М. §§ 6.21 и 7.3.1; Королёв Е.С. — §§ 6.4, 6.5, 11.6; Трофимов А.Н. и Перминов Д.А. §8.3. В редактировании рукописи активное участие принимала Гришина О.Ю.

Авторы исходили из того, что студенты, изучающие дисциплину «Электротехника и электроника» на первом уровне, должны знать основные законы, применяемые для анализа электрических цепей,

понимать принципы действия основных электротехнических и электронных устройств.

Методика изложения — единый подход к линейным электрическим устройствам как к двухполосникам позволяет с применением принципа эквивалентного генератора строить их математические модели и по ним вести исследования аналитически или на моделях. Эта методика изложения позволяет вырабатывать у студента компетентный подход к различным электротехническим устройствам, развивает культуру мышления при обобщении и анализе реальных объектов исследования на моделях.

В соответствии с образовательными государственными стандартами III поколения материал изложен так, что даёт набор знаний, умений и навыков анализа электрических цепей и электрических устройств, доведённых до уровня компетенций, формулирующих способность самостоятельно применять их в практических ситуациях профессиональной деятельности.

Часть первая. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Глава первая. Линейные цепи постоянного тока

1.1. Электрическая цепь. Характеристики и схемы замещения источников и приёмников (потребителей) электрической энергии	9
1.2. Законы Ома и Кирхгофа для линейной цепи.	13
1.3. Граф схемы.	19
1.4. Структурные преобразования схем замещения линейных цепей	21
1.5. Рационализация составления и решения уравнений Кирхгофа: методы контурных токов, узловых потенциалов, пропорциональных величин	26
1.6. Принципы суперпозиции, компенсации, взаимности	32
1.7. Мощность в цепи постоянного тока	35
1.8. Двухполюсники	36
1.9. Принцип эквивалентного генератора (активного двухполюсника)	37
1.10. Мощность, развиваемая активным двухполюсником.	41
1.11. Применение принципа эквивалентного генератора для анализа цепей измерительных приборов	42
1.12. Четырёхполюсники. Уравнения и схемы замещения.	45

Часть первая.

ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Электрические цепи подразделяются на линейные и нелинейные.

При рассмотрении линейных цепей (часть 1) все процессы описываются линейными уравнениями. Методы расчета едины для цепей с источниками ЭДС постоянной, синусоидальной и более сложной формы — как при установившихся, так и при переходных процессах. Основой расчета токов и напряжений в цепях синусоидального тока является применение комплексных изображений синусоидальных функций времени. Основными принципами, на которых базируется исследование линейных цепей, являются принцип суперпозиции и принцип активного двухполюсника.

При анализе нелинейных цепей (часть 2) все процессы описываются нелинейными уравнениями; принцип суперпозиции неприменим, и для расчета процессов в цепях применяют графоаналитические и численные методы, а также приближенные методы (из-за сложности получения точных решений). Само понятие электрической цепи основывается на приближенном математическом описании процессов в реальном устройстве, при котором электрическое или магнитное поле предполагается сконцентрированным в локальной области. Математическое описание процесса сводится к составлению алгебраических и дифференциальных уравнений, связывающих интегральные величины: ток, напряжение, заряд, магнитный поток в сосредоточенном элементе цепи.

Для каждого реального (конкретного) элемента устройства вводят схему замещения, состоящую из идеальных (абстрактных) элементов с линейными и нелинейными параметрами; исследование ведут применительно к схеме замещения, составленной на основе уравнений, описывающих рассматриваемый элемент с определенной степенью приближения.

Глава первая.

ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1.1. Электрическая цепь.

Характеристики и схемы замещения источников и приёмников (потребителей) электрической энергии

Электрическая цепь — это совокупность устройств и объектов, образующих путь для электрического тока, электромагнитные процессы в которых могут быть описаны с помощью понятий об электродвижущей силе, электрическом токе и электрическом напряжении.

Электродвижущая сила (ЭДС) E — скалярная величина, характеризующая способность сторонних сил и индуцированного электрического поля вызывать электрический ток.

Электрическое напряжение — это скалярная величина, характеризующая электрическое поле на рассматриваемом участке пути и равная разности потенциалов

$$U_{AB} = \varphi_A - \varphi_B.$$

Потенциал произвольной точки поля A φ_A соответствует работе, совершаемой силами поля по переносу единичного положительного заряда из данной точки в точку, потенциал которой равен нулю.

Электрический ток проводимости — это упорядоченное движение зарядов, он равен скорости изменения величины заряда Q через поперечное сечение проводника.

$$I = dQ/dt.$$

ЭДС, напряжение и потенциалы измеряются в вольтах (В).

Имя великого физика Италии Александра Вольта (1745 — 1827) было присвоено единице измерения в 1881 г. Международным конгрессом электриков в Париже в знак признания его заслуг как провозвестника эпохи электричества, установившего закон контактных напряжений, изобретшего «Вольтов столб» — источник электрического тока и давший возможность его практического применения.

Ток измеряется в амперах (А).

Она носит имя великого французского учёного Андре-Мари Ампера (1775 — 1836), внесшего большой вклад в изучение электромагнетизма и электросвязи. Это название единицы измерения было утверждено в 1893 г. на Международном конгрессе электриков в Чикаго.

Простейшая электрическая цепь состоит из источника I и приёмника P электрической энергии, соединённых проводами. Цепь может содержать ключ K для замыкания и размыкания цепи и измерительные приборы: амперметр A и вольтметры V для измерения тока и напряжения. Сопротивление амперметра мало и приближенно принимается равным нулю, сопротивление вольтметра велико и может быть принято равным бесконечности, если не оговорена необходимость учёта их сопротивлений, рис. 1.1.

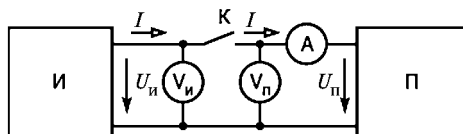


Рис. 1.1

В цепях постоянного тока напряжения и токи неизменны во времени. В приёмниках выбирают положительные направления тока I и напряжения U на схеме одинаковыми, а в источниках — противоположными. Направление действия ЭДС (от отрицательного вывода к положительному) указывается на схемах замещения элементов цепи стрелкой. Стрелки тока и напряжения показывают выбранные положительные направления этих величин, что необходимо учитывать при составлении уравнений, описывающих режим работы источников и приёмников. Примеры источников и приёмников приведены в таблице 1.1.

В источниках электрической энергии происходит преобразование различных видов энергии (химической, тепловой, механической, световой) в электрическую.

В приёмниках электрической энергии осуществляется преобразование электрической энергии в световую, механическую и другие виды.

Как видно из таблицы 1.1 на примере машины постоянного тока, в зависимости от того, какая энергия преобразуется, машина может быть источником (в генераторах механическая энергия вращения вала преобразуется в электрическую) и приёмником (в двигателе электрическая энергия преобразуется в механическую энергию).

Внешняя характеристика источника представляет собой зависимость напряжения на его выводах от тока. Внешнюю характеристику источника снимают, изменяя параметры приёмника, а приёмника — изменяя параметры источника.

Таблица 1.1

Источники	Приёмники
Аккумуляторная батарея.	
в режиме разрядки	в режиме зарядки
Машины постоянного тока.	
Генератор	Двигатель
Пассивные приёмники	
Термопара	Лампа накаливания
Фотоэлемент	Электродпечь

На рис. 1.2 *a, б* показаны внешние характеристики источника и приёмника: *1, 3* линейные, *2* – нелинейные.

Элемент называют *активным*, если в нем содержатся сторонние источники ЭДС и напряжение на его выводах при отсутствии тока отлично от нуля. *Пассивным* называют элемент, в котором нет сторонних ЭДС и напряжение на его выводах при отсутствии тока равно нулю. Характеристики приёмника *1* и *2* соответствуют пассивным элемен-

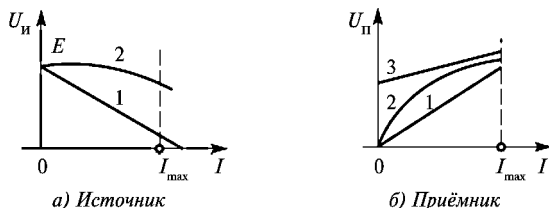


Рис. 1.2

там, 3 – активному линейному элементу. Экспериментально может быть снята только часть характеристик, так как ток не может превышать максимально допустимого значения I_{max} по условиям нагрева.

Для цепей с линейными характеристиками, математически выражаемыми уравнениями прямой линии, режим работы при выбранных, например, как в табл. 1.1, положительных направлениях токов и напряжений, определяют следующие уравнения:

для источника

$$U_{и} = E_{и} - R_{в} I, \tag{1.1}$$

для приёмника

$$U_{п} = E_{п} + R_{п} I, \tag{1.2}$$

где, соответственно,

$$R_{в} = -dU_{и}/dI; \quad R_{п} = dU_{п}/dI \tag{1.3}$$

– сопротивления реального источника и приёмника (у источников сопротивление часто называют внутренним $R_{в}$). В пассивных приёмниках $E_{п} = 0$.

Вводя абстрактное понятие идеальных линейных резистивных элементов R , источников напряжения ЭДС E и тока J , составляют схемы замещения источников и приёмников, удобные для анализа электрических цепей. На рис. 1.3 представлены внешние характеристики линейного резистивного элемента (прямая 1), источника напряжения

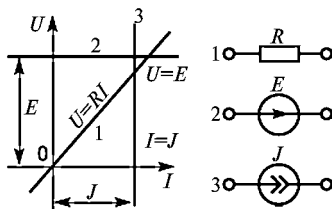


Рис. 1.3

или ЭДС (прямая 2), источника тока (прямая 3) и даны графические изображения этих элементов на схемах замещения.

В идеальном источнике напряжения (с внутренним сопротивлением, равным нулю) напряжение не зависит от тока (прямая 2) и $U = E$. В идеальном источнике тока (с внутренним сопротивлением теоретически бесконечно большим) ток не зависит от напряжения (прямая 3) и $I = J$.

Любой реальный линейный источник в электрической цепи имеет схему замещения, состоящую из последовательно соединённых резистивного элемента с сопротивлением R_B и идеального источника ЭДС (рис. 1.4 а) или из параллельно соединённых резистивного элемента с сопротивлением R_B и идеального источника тока (рис. 1.4 б). В этих схемах внешние характеристики соответствуют уравнениям (1.1) и (1.2) при

$$E = R_B J = R_B I_K, \quad (1.4)$$

где I_K — ток короткого замыкания, а резистивный элемент с сопротивлением R_B учитывает потери внутри реального источника.

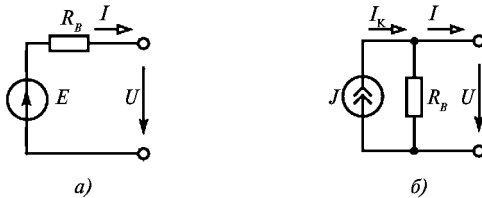


Рис. 1.4

Если положительное направление ЭДС выбирают совпадающим с направлением тока, как это делается для источников, то для приёмников она имеет отрицательный знак и ее называют противо-ЭДС. В стандартах этот термин отсутствует.

1.2. Законы Ома и Кирхгофа для линейной цепи

Закон Ома

На линейном резистивном элементе R напряжение U прямо пропорционально току I в нём и его сопротивлению R (измеряется в Омах)

$$U = RI.$$

Выдающийся немецкий учёный Георг Ом (1789 — 1854) в результате многочисленных экспериментов по изучению механизма работы электрических батарей источников тока пришёл к выводу, что ток в цепи с постоянным источником ЭДС обратно пропорционален сопротивлению цепи. Эти результаты были им опубликованы в 1827 г.

Первоначально учёный мир не оценил открытия Ома, потому что найденное им выражение было настолько простым, что именно своей простотой оно вызывало недоверие. Ом впервые ввёл термин «сопротивление» в западноевропейской литературе.

В России термин «сопротивление» и пропорциональность тока напряжению и обратная пропорциональность его сопротивлению было установлено в 1802 г. академиком В.В. Петровым (1761 — 1834).

В 1881 г. на электротехническом конгрессе в Париже было утверждено название единицы сопротивления «Ом».

Сложная электрическая цепь и ее схема замещения характеризуются следующими понятиями:

ветвь — участок электрической цепи или схемы с одним и тем же током;

узел — место соединения более двух ветвей электрической цепи или схемы;

контур — замкнутый путь, проходящий по ветвям электрической цепи или схемы.

Для анализа токов в сложных электрических цепях составляют и решают уравнения Кирхгофа.

Немецкий физик Густав Роберт Кирхгоф (1824 — 1887), еще будучи студентом Кенигсбергского университета, занимался исследованием электрических цепей. В 1847 г. он открыл закономерности протекания электрического тока в разветвлённых электрических цепях.

Первый закон Кирхгофа

Алгебраическая сумма токов во всех ветвях, сходящихся в узле, равна нулю:

Если к узлу подсоединены ветви с источниками тока J , то

$$\sum I = 0. \quad (1.5a)$$

Для электрической цепи, содержащей y узлов, по первому закону Кирхгофа можно составить $(y - 1)$ независимых уравнений.

$$\sum_i I_i + \sum_k J_k = 0. \quad (1.56)$$

Правило знаков: положительные направления токов выбирают произвольно; токи, направленные к узлу, записывают с одним знаком, например, плюс (+), а токи, направленные от узла, — с другим знаком, например, минус (-). У источника тока направление должно быть известно и указано на схеме.

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

Пример 1.1. Для узла схемы (рис. 1.5) записать уравнения по первому закону Кирхгофа.

Решение. По первому закону Кирхгофа $J + I_1 - I_2 - I_3 = 0$.

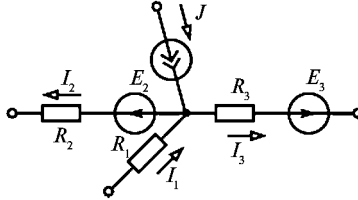


Рис. 1.5

Второй закон Кирхгофа

Алгебраическая сумма напряжений на всех участках замкнутого контура (с учетом выбранных положительных направлений) равна нулю:

$$\sum U_{mn} = \sum (\varphi_m - \varphi_n) = 0, \quad (1.6)$$

где φ_m и φ_n — потенциалы соответствующих выводов, или *алгебраическая сумма напряжений на резистивных элементах любого замкнутого контура равна алгебраической сумме ЭДС этого контура:*

$$\sum R_i I_i = \sum E_i. \quad (1.7)$$

В общем расчете электрической цепи число неизвестных токов равно числу ν ветвей в цепи. Поэтому по второму закону Кирхгофа необходимо составить $\kappa = \nu - (\nu - 1)$ независимых уравнений.

Независимые уравнения получатся, если в каждый контур входит хотя бы одна ветвь, не входящая в другие контуры.

При определении числа ветвей (ν) ветви с одним и тем же током следует принимать за одну ветвь. При определении числа узлов (ν) следует учитывать только те узлы, в которых сходятся более чем две ветви, а ветви с $R = 0$ включать в состав узла. В каждом контуре произвольно выбирают направление обхода контура.

Правило знаков: напряжения и ЭДС в уравнениях (1.7) записывают с положительным знаком, если направление напряжений, ЭДС и токов совпадает с направлением обхода контура.

В частном случае контур может быть замкнутым не через ветви, а замыкаться вне ветвей при напряжении между выводами n и m , равном $U_{nm} = U_s$ (рис. 1.6). При выбранном направлении обхода уравнение (1.7) принимает вид

$$U_s + RI = E. \tag{1.8}$$

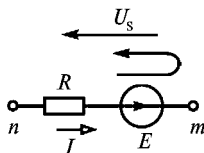


Рис. 1.6

Пример 1.2. Для контура (рис. 1.7) записать уравнение по второму закону Кирхгофа.

Решение. По второму закону Кирхгофа $U_1 + U_2 - U_3 + U_4 = 0$ или $R_1 I_1 + R_2 I_2 - R_3 I_3 + R_4 I_4 = E_1 + E_2 - E_3$.

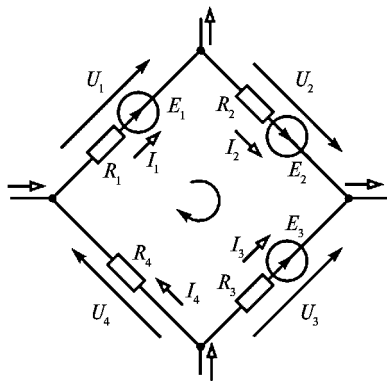


Рис. 1.7

В матричной форме уравнения Кирхгофа (1.5а) и (1.7) можно записать как

$$AI = BE, \tag{1.9}$$

где A, B – квадратные матрицы коэффициентов при токах и напряжениях порядка $v \times v$; I, E – матрицы-столбцы неизвестных токов и заданных ЭДС.

Элементами матрицы A являются коэффициенты при токах в левой части уравнений, составленных по первому и второму законам Кирхгофа. Первые $(y - 1)$ строки матрицы A содержат коэффициенты при токах в уравнениях, составленных по первому закону Кирхгофа, и имеют элементы $+1, -1, 0$ в зависимости от того, с каким знаком входит данный ток в уравнение.

Элементы следующих $(\varrho - (y - 1))$ строк матрицы A равны значениям сопротивлений при соответствующих токах в уравнениях, составленных по второму закону Кирхгофа, с соответствующим знаком. Элементы матрицы B равны коэффициентам при ЭДС в правой части уравнений, составленных по законам Кирхгофа. Первые $(y - 1)$ строки матрицы имеют нулевые элементы, так как ЭДС в правой части уравнений, записанных по первому закону Кирхгофа, отсутствуют. Остальные $(\varrho - y + 1)$ строки содержат элементы $+1, -1$ в зависимости от того, с каким знаком входит ЭДС в уравнение, и 0 , если ЭДС в уравнении не входит.

Общее решение уравнений, составленных по законам Кирхгофа,

$$I = (A^{-1}B)E = GE, \quad (1.10)$$

где $G = A^{-1}B$ — матрица проводимостей:

$$G = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} & \dots & G_{1n} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} & \dots & G_{2n} \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ G_{n1} & G_{n2} & G_{n3} & \dots & G_{nn} \end{pmatrix}. \quad (1.11)$$

Токи в каждой ветви:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= G_{11}E_1 + G_{12}E_2 + G_{13}E_3 + \dots + G_{1n}E_n; \\ I_2 &= G_{21}E_1 + G_{22}E_2 + G_{23}E_3 + \dots + G_{2n}E_n; \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ I_n &= G_{n1}E_1 + G_{n2}E_2 + G_{n3}E_3 + \dots + G_{nn}E_n. \end{aligned} \right\} \quad (1.12)$$

Пример 1.3. Для схемы на рис. 1.8 записать уравнения по законам Кирхгофа. Здесь $\nu = 6$, $y = 4$, $E_2 = E_3 = 0$.

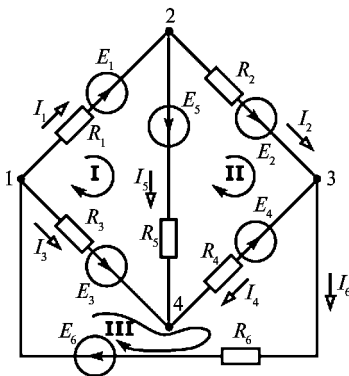


Рис. 1.8

Решение. По первому закону Кирхгофа составляют три уравнения для узлов 1–3:

$$-I_1 - I_3 + I_6 = 0; \quad I_1 - I_2 - I_5 = 0; \quad I_2 - I_4 - I_6 = 0;$$

по второму закону Кирхгофа — три уравнения ($\nu - y + 1 = 3$) для контуров I–III:

$$R_1 I_1 - R_3 I_3 + R_5 I_5 = E_1 - E_3 + E_5;$$

$$R_2 I_2 + R_4 I_4 - R_5 I_5 = E_2 - E_4 - E_5;$$

$$R_3 I_3 - R_4 I_4 + R_6 I_6 = E_3 + E_4 + E_6.$$

Для обобщения записи в уравнения включены равные нулю ЭДС в ветвях 2, 3.

В матричной форме

$$AI = BE,$$

где

$$A = \begin{pmatrix} -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ R_1 & 0 & -R_3 & 0 & R_5 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & R_4 & -R_5 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & -R_4 & 0 & R_6 \end{pmatrix};$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix};$$

$$I = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{pmatrix}; \quad E = \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ E_4 \\ E_5 \\ E_6 \end{pmatrix}.$$

При анализе электрических цепей полезно пользоваться графами схем, которые определяют их топологические свойства.

1.3. Граф схемы

Топологическое представление схемы электрической цепи носит название графа электрической схемы (граф схемы).

Для представления графа схемы необходимо пронумеровать узлы электрической цепи (числом в кружке). Источники ЭДС и тока на графе не изображают. При этом ветвь с источником ЭДС сохраняется.

Ветви с идеальными источниками тока в топологическую схему не входят, т. к. их внутренняя проводимость равна нулю, а сопротивление бесконечно.

Вершины графа — узлы — соединяют дугами, представляющими ветви схемы. Каждая ветвь нумеруется числом без кружка.

Если на графе указаны условно-положительные направления токов или напряжений, то такой граф называется направленным графом схемы.

На рис. 1.9 показан граф схемы, представленной на рис. 1.8. Это — направленный граф схемы.

Дерево графа — совокупность ветвей графа, соединяющих все узлы без образования контуров.

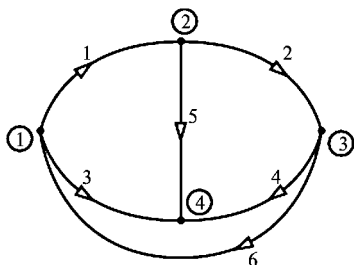


Рис. 1.9

Один из вариантов дерева графа показан на рис. 1.10.

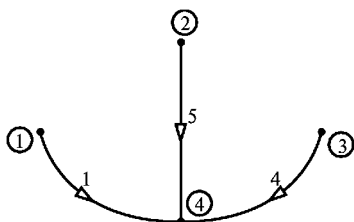


Рис. 1.10

Для получения независимых контуров к ветвям дерева графа добавляют по одной из оставшихся ветвей графа.

Независимые контуры, полученные из дерева графа рис. 1.10, приведены на рис. 1.11.

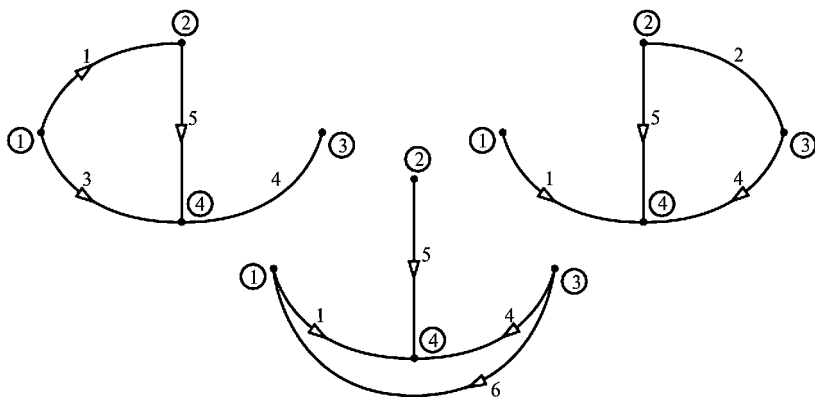


Рис. 1.11

1.4. Структурные преобразования схем замещения линейных цепей

В линейных электрических цепях возможны различные соединения элементов, например последовательное, параллельное, смешанное, звездой, треугольником.

Для упрощения анализа электрических цепей производят структурные преобразования, при которых ток и напряжение на зажимах электрической цепи и её схемы замещения остаются одинаковыми.

Последовательное соединение резисторов

При последовательном соединении резисторов во всех элементах один и тот же ток.

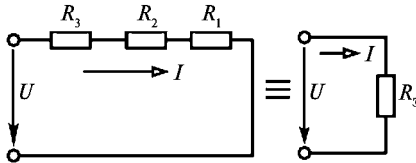


Рис. 1.12

$$R_{\text{э}} = R_1 + R_2 + R_3.$$

$$R_{\text{э}} = \sum R_i.$$

При последовательном соединении (рис. 1.12) сопротивления складываются.

Напряжение на каждом резисторе $U_{R_i} = R_i I$ пропорционально току и его сопротивлению.

$$U_{R_1} = R_1 I; U_{R_2} = R_2 I; U_{R_3} = R_3 I.$$

Параллельное соединение резисторов

При параллельном соединении (рис. 1.13) резисторов ко всем элементам приложено одно и то же напряжение (все резисторы включены между двумя узлами).

Эквивалентное сопротивление $R_{\text{э}}$ обратно пропорционально проводимости

$$R_{\text{э}} = \frac{1}{G_{\text{э}}},$$

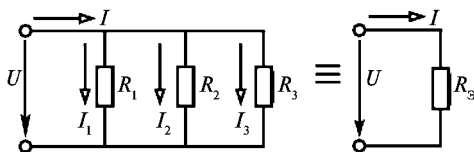


Рис. 1.13

где проводимость цепи

$$G_3 = \frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = G_1 + G_2 + G_3.$$

При параллельном соединении проводимости складываются

$$G_3 = \sum G_i.$$

Ток в каждом элементе определяется по закону Ома

$$I_i = \frac{U}{R_i} = G_i U.$$

$$I_1 = \frac{U}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U}{R_2}; \quad I_3 = \frac{U}{R_3};$$

Ток I определяется по первому закону Кирхгофа

$$I = \sum I_i = I_1 + I_2 + I_3,$$

или по закону Ома

$$I = \frac{U}{R_3} = G_3 U.$$

В таблице 1.2 приведены эквивалентные структурные схемы преобразования различных соединений и указаны выражения для определения эквивалентных параметров.

Таблица 1.2.

Эквивалентные структурные схемы преобразования различных соединений и их расчет

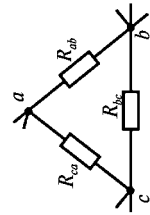
Вид преобразования	Исходная схема	Преобразованная схема	Соотношения между параметрами*
Последовательное соединение			$R_{\text{ЭК}} = \sum_{i=1}^n R_i$ $E_{\text{ЭК}} = \sum_{i=1}^m E_i = E_1 - E_2 + \dots + E_m$
Параллельное соединение с источниками тока			$G_{\text{ЭК}} = \sum_{i=1}^n G_i, \quad \text{где } G_i = 1/R_i$ $J_{\text{ЭК}} = \sum_{i=1}^m J_i = J_1 - J_2 + \dots + J_m$
Параллельное соединение с источниками ЭДС			$\frac{1}{R_{\text{ЭК}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$ $E_{\text{ЭК}} = R_{\text{ЭК}} \left(\frac{E_1}{R_1} - \frac{E_2}{R_2} + \dots + \frac{E_n}{R_n} \right)$

* Рассматривается алгебраическая сумма ЭДС и токов источников.

Таблица 1.2. Окончание.
Эквивалентные структурные схемы преобразования различных соединений и их расчет

Вид преобразования	Исходная схема	Преобразованная схема	Соотношения между параметрами
Перенос источника ЭДС через узел			
Преобразование последовательного соединения источника и резистора в параллельное			$J = \frac{E}{R}$
Звезда в треугольник			$R_{ab} = R_a + R_b + \frac{R_a R_b}{R_c}$ $R_{bc} = R_b + R_c + \frac{R_b R_c}{R_a}$ $R_{ca} = R_c + R_a + \frac{R_c R_a}{R_b}$

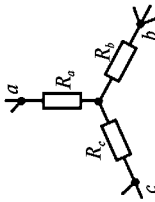
Треугольник-звезда



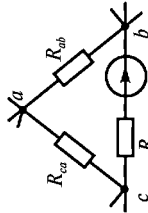
$$R_a = \frac{R_{ab}R_{ca}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}$$

$$R_b = \frac{R_{bc}R_{ab}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}$$

$$R_c = \frac{R_{ca}R_{bc}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}$$



Треугольникс источником — звезда

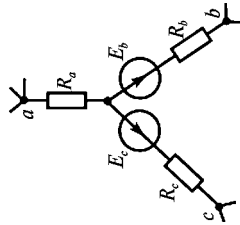


$$E_b = \frac{ER_b}{R_{bc}}; \quad -E_c = \frac{ER_c}{R_{bc}}$$

$$R_a = \frac{R_{ab}R_{ca}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}$$

$$R_b = \frac{R_{bc}R_{ab}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}$$

$$R_c = \frac{R_{ca}R_{bc}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}$$



1.5. Рационализация составления и решения уравнений Кирхгофа: методы контурных токов, узловых потенциалов, пропорциональных величин

Уравнения Кирхгофа позволяют рассчитать режим работы любой электрической цепи, но при этом число совместно решаемых уравнений может быть велико. Для сокращения числа решаемых уравнений рационализируют составление и решение уравнений Кирхгофа, применяя для расчета методы контурных токов, узловых потенциалов, пропорциональных величин.

Метод контурных токов

Метод основан на применении второго закона Кирхгофа и позволяет сократить при расчете сложных цепей число решаемых уравнений. *Во взаимно независимых контурах рассматривают условные контурные токи во всех ветвях контура и контурные токи, в отличие от токов ветвей, обозначают индексами, например, римскими цифрами. Уравнения составляют по второму закону Кирхгофа для контурных токов. Токи ветвей выражают через контурные токи по первому закону Кирхгофа.* Число выбираемых контуров и число решаемых уравнений равно числу независимых уравнений, составляемых по второму закону Кирхгофа: $\kappa = \nu - (y - 1)$. Сумма сопротивлений всех резистивных элементов каждого контура со знаком плюс является коэффициентом при токе контура. Знак коэффициента при токе смежных контуров зависит от совпадения или несовпадения выбранных положительных направлений смежных контурных токов. ЭДС входят в уравнение со знаком плюс, если направления ЭДС и направление контурного тока совпадают.

Пример 1.4. Записать уравнения по методу контурных токов для схемы на рис. 1.8, если ток $I_6 = I_{III}$ задан, и выразить токи ветвей через контурные.

Решение. Схема содержит пять ветвей с неизвестными токами и четыре узла. Для двух контуров с токами I_I и I_{II} записываем уравнения по второму закону Кирхгофа:

$$\left. \begin{aligned} R_{I1}I_I + R_{I2}I_{II} &= E_I; \\ R_{II1}I_I + R_{II2}I_{II} &= E_{II}, \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

где

$$\begin{aligned} R_{11} &= R_1 + R_5 + R_3; & R_{1\Pi} &= R_{\Pi 1} = -R_5; \\ R_{\Pi\Pi} &= R_2 + R_4 + R_5; & E_1 &= E_1 + E_5 - R_3 I_6; \\ E_{\Pi} &= -E_4 - E_5 - R_4 I_6. \end{aligned}$$

Решение уравнений с неизвестными токами I_1 и I_{Π} имеет вид

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= G_{11} E_1 + G_{1\Pi} E_{\Pi}; \\ I_{\Pi} &= G_{\Pi 1} E_1 + G_{\Pi\Pi} E_{\Pi}; \end{aligned} \right\},$$

где

$$\begin{aligned} G_{11} &= R_{\Pi\Pi} / \Delta; & G_{1\Pi} &= G_{\Pi 1} = -R_{1\Pi} / \Delta = -R_{\Pi 1} / \Delta; \\ G_{\Pi\Pi} &= R_{11} / \Delta; & \Delta &= R_{11} R_{\Pi\Pi} - R_{\Pi 1} R_{1\Pi}. \end{aligned}$$

Токи ветвей определяют по первому закону Кирхгофа:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_1; & I_2 &= I_{\Pi}; & I_3 &= I_{\text{ш}} - I_1; & I_4 &= I_{\Pi} - I_{\text{ш}}; \\ & & & & I_5 &= I_1 - I_{\Pi}. \end{aligned}$$

Метод узловых потенциалов

Метод основан на применении первого закона Кирхгофа и позволяет сократить число решаемых уравнений до $(y - 1)$ или при наличии ϵ_0 ветвей с сопротивлениями равными нулю — до $(y - \epsilon_0 - 1)$. При составлении уравнений *потенциал одного из узлов схемы принимают равным нулю, а токи ветвей выражают через неизвестные потенциалы остальных $(y - \epsilon_0 - 1)$ узлов схемы* и для них записывают уравнения по первому закону Кирхгофа. Решение системы $(y - \epsilon_0 - 1)$ уравнений позволяет определить неизвестные потенциалы, а через них найти токи ветвей.

Пример 1.5. Записать уравнения по методу узловых потенциалов для схемы на рис. 1.14. Ветвей с сопротивлениями, равными нулю, нет, и $\epsilon_0 = 0$.

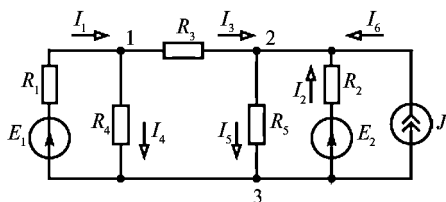


Рис. 1.14

Решение. Принимая потенциал третьего узла равным нулю ($V_3 = 0$), токи ветвей выражаем через неизвестные потенциалы двух других узлов 1 и 2:

$$I_1 = (E_1 - V_1) / R_1; \quad I_2 = (E_2 - V_2) / R_2;$$

$$I_3 = (V_1 - V_2) / R_3; \quad I_4 = V_1 / R_4; \quad I_5 = V_2 / R_5$$

и записываем два уравнения по первому закону Кирхгофа:

$$I_1 - I_3 - I_4 = 0; \quad I_3 + I_2 - I_5 + J = 0$$

или

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) V_1 - \left(\frac{1}{R_3} \right) V_2 &= \frac{E_1}{R_1}; \\ \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} \right) V_2 - \left(\frac{1}{R_3} \right) V_1 &= \frac{E_2}{R_2} + J. \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

Из уравнений (1.14) понятен порядок записи уравнений узловых потенциалов. В левой части уравнений коэффициент при потенциале рассматриваемого узла положителен и равен сумме обратных величин сопротивлений ветвей, присоединенных к этому узлу. Коэффициенты при потенциалах остальных узлов, соединенных ветвями с рассматриваемым узлом, отрицательны и равны обратным величинам сопротивлений ветвей.

В правой части уравнений слагаемые E_i/R_i и J положительны, если ЭДС и токи J направлены к рассматриваемому узлу.

Пример 1.6. Определить показание амперметра в электрической цепи изображенной на рис. 1.15.

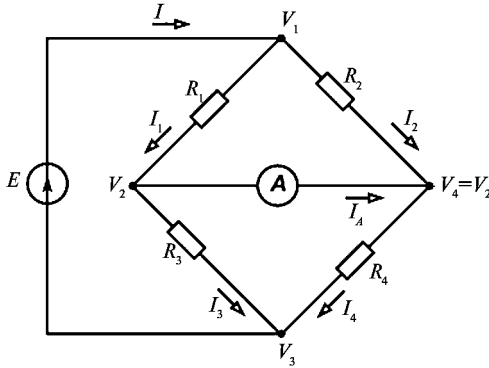


Рис. 1.15

Решение. Электрическая цепь имеет шесть ветвей ($\sigma = 6$), две из которых имеют сопротивление, равное нулю ($\sigma_0 = 2$), и четыре узла ($y = 4$).

При выборе метода расчета определяем $(y - \sigma_0 - 1) = 1 < \kappa = 3$ и отдаем предпочтение методу узловых потенциалов. Принимаем потенциал третьего узла равным нулю ($V_3 = 0$), $V_1 = E$. Потенциалы узлов находим из уравнения

$$\begin{aligned} I_1 - I_3 &= I_4 - I_2 = \frac{V_1 - V_2}{R_1} - \frac{V_2 - V_3}{R_3} = \\ &= \frac{V_2 - V_3}{R_4} - \frac{V_1 - V_2}{R_2}, \end{aligned}$$

откуда при $V_1 = E$ и $V_3 = 0$

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) V_2 = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) E;$$

$$V_2 = \frac{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) E}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}.$$

Тогда

$$I_1 = (E - V_2)/R_1, I_3 = V_2/R_3 \text{ и } I_A = I_1 - I_3.$$

Формула напряжения между двумя узлами

Найдем напряжение $U_{12} = V_1 - V_2$ в схеме (рис. 1.16 а) с двумя узлами 1 и 2 и без источников тока. Выразим токи I_i через ЭДС E_i и напряжение U_{12} :

$$I_i = (E_i - U_{12}) / R_i.$$

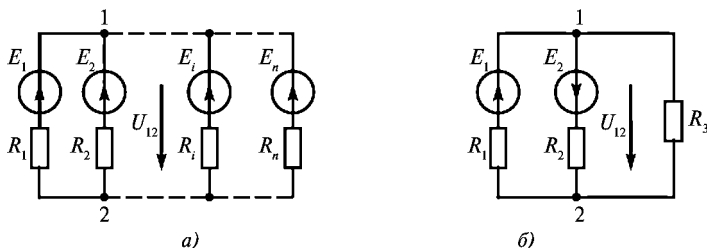


Рис. 1.16

Решая уравнение $\sum_{i=1}^n I_i = 0$ относительно напряжения U_{12} , получаем

$$U_{12} = \frac{\sum_{i=1}^m (E_i / R_i)}{\sum_{i=1}^n (1 / R_i)} = \frac{\sum_{i=1}^m E_i G_i}{\sum_{i=1}^n G_i}. \quad (1.15)$$

Если какие-либо источники действуют не от узла 2 к узлу 1, а наоборот, то их ЭДС входят в (1.15) со знаком минус.

Уравнение (1.15) называют *формулой двух узлов* и часто применяют при расчете схем с двумя узлами.

Пример 1.7. Определить напряжение U_{12} для схемы на рис. 1.16 б.

Решение. Напряжение определяется по формуле

$$U_{12} = \frac{E_1 / R_1 - E_2 / R_2}{1 / R_1 + 1 / R_2 + 1 / R_3}.$$

Сравнение методов контурных токов и узловых потенциалов показывает, что при $(y - \sigma_0 - 1) < \kappa$ следует отдавать предпочтение методу узловых потенциалов, а при $\kappa < (y - 1 - \sigma_0)$ — методу контурных токов.

Метод пропорциональных величин

Метод применяют для нахождения неизвестных токов при цепочечном соединении резистивных элементов в электрических цепях с одним источником. *Токи и напряжения, а также и известную ЭДС цепи выражают через ток самой удаленной от источника ветви. Задача сводится к решению одного уравнения с одним неизвестным.*

Пример 1.8. Рассчитать неизвестные токи ветвей схемы изображенной на рис. 1.17 по методу пропорциональных величин.

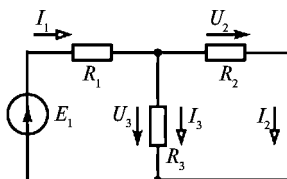


Рис. 1.17

Решение. Выразим напряжения и токи через ток второй ветви I_2 :

$$U_2 = R_2 I_2; \quad I_3 = U_3 / R_3 = U_2 / R_3 = R_2 I_2 / R_3;$$

$$I_1 = I_2 + I_3 = (1 + R_2 / R_3) I_2;$$

$$E_1 = R_1 I_1 + R_2 I_2 = [R_1 + R_2 + (R_1 R_2) / R_3] I_2.$$

Из последнего уравнения по известным значениям ЭДС и сопротивлений сначала находим ток:

$$I_2 = \frac{E_1 R_3}{(R_1 + R_2) R_3 + R_1 R_2},$$

а затем и остальные токи:

$$I_1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) I_2;$$

$$I_3 = \frac{R_2}{R_3} I_2.$$

1.6. Принципы суперпозиции, компенсации, взаимности

Принципы суперпозиции, компенсации, взаимности в электротехнике выражают наиболее общие свойства электрических цепей.

Принцип суперпозиции (наложения)

Ток в любой ветви, вызываемый действием нескольких источников, равен алгебраической сумме токов в этой ветви под действием каждого источника в отдельности (при равенстве нулю остальных ЭДС или токов источников) :

$$I_i = I_i^{(1)} + I_i^{(2)} + \dots + I_i^{(k)} + \dots + I_i^{(n)}, \quad (1.16)$$

где $I_i^{(k)}$ — ток i -й ветви, возникающий под действием k -го источника; n — число источников.

Применимость принципа суперпозиции (наложения) следует из понятия о линейной электрической цепи (принцип независимости действия сил в линейной системе):

$$\begin{aligned} I_1 &= G_{11}E_1 + G_{12}E_2 + \dots + K_{11}J_1 + K_{12}J_2 + \dots = \\ &= I_1^{(1)} + I_1^{(2)} + \dots + I_1^{(n)}; \end{aligned} \quad (1.17)$$

·
·
·

$$\begin{aligned} I_i &= G_{i1}E_1 + G_{i2}E_2 + \dots + K_{i1}J_1 + K_{i2}J_2 + \dots = \\ &= I_i^{(1)} + I_i^{(2)} + \dots + I_i^{(n)}; \end{aligned} \quad (1.18)$$

·
·
·

$$\begin{aligned} I_n &= G_{n1}E_1 + G_{n2}E_2 + \dots + K_{n1}J_1 + K_{n2}J_2 + \dots = \\ &= I_n^{(1)} + I_n^{(2)} + \dots + I_n^{(n)}. \end{aligned} \quad (1.19)$$

Коэффициенты пропорциональности G_{im} и K_{ip} численно равны, соответственно, частичному току в i -й ветви при действии только одного источника ЭДС, при $E = 1$ В в m -й ветви, и только одного источника тока, при $J = 1$ А в p -й ветви, например,

$$\begin{aligned} G_{i1} &= I_i^{(1)} / E_1, & G_{i2} &= I_i^{(2)} / E_2, & \dots, \\ K_{i1} &= I_i^{(1)} / J_1, & K_{i2} &= I_i^{(2)} / J_2, & \dots \end{aligned} \quad (1.20)$$

Пример 1.9. Для схемы на рис. 1.18 а найти токи I_1, I_2, I_3 по принципу суперпозиции. При определении токов ветвей по принципу суперпозиции в схеме поочередно оставляют один источник, считая, что все остальные источники не действуют ($E_i = 0, J_i = 0$).

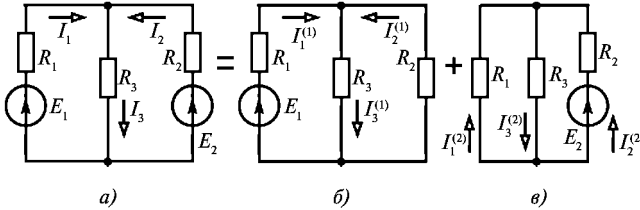


Рис. 1.18

Решение. Токи, создаваемые первым источником (рис. 1.18 б),

$$\left. \begin{aligned} I_1^{(1)} &= \frac{(R_2 + R_3)E_1}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = G_{11}E_1; \\ I_2^{(1)} &= -\frac{R_3E_1}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = G_{21}E_1; \\ I_3^{(1)} &= \frac{R_2E_1}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = G_{31}E_1. \end{aligned} \right\}$$

Токи, создаваемые вторым источником (рис. 1.18 в),

$$\left. \begin{aligned} I_2^{(2)} &= \frac{(R_1 + R_3)E_2}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = G_{22}E_2; \\ I_1^{(2)} &= -\frac{R_3E_2}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = G_{12}E_2; \\ I_3^{(2)} &= \frac{R_1E_2}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = G_{32}E_2. \end{aligned} \right\}$$

Токи, определяемые по принципу суперпозиции,

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I_1^{(1)} + I_1^{(2)} = G_{11}E_1 + G_{12}E_2; \\ I_2 &= I_2^{(1)} + I_2^{(2)} = G_{21}E_1 + G_{22}E_2; \\ I_3 &= I_3^{(1)} + I_3^{(2)} = G_{31}E_1 + G_{32}E_2. \end{aligned} \right\}$$

Принцип суперпозиции, как указывалось, может применяться только к линейным электрическим цепям.

Принцип компенсации

Любая часть электрической цепи с заданным или известным напряжением U на ее выводах эквивалентна источнику ЭДС при

$$E = U, \tag{1.21}$$

или любая часть электрической цепи с заданным или известным током I на ее выводах эквивалентна источнику тока J при

$$J = I. \tag{1.22}$$

Применимость принципа компенсации следует из того, что в остальной части цепи при такой замене режим не может измениться.

Этот принцип характеризует равенство токов в двух физически различных цепях. Принцип компенсации применим к линейным и нелинейным цепям. Если U зависит от собственного тока или иных токов и напряжений и I зависит от собственного напряжения или иных напряжений и токов, то источник ЭДС или тока называют *зависимым*.

Пример 1.10. Упростить схему цепи, используя принцип компенсации, если вольтметром измерено напряжение U между двумя выводами a и b (рис. 1.19 а) или амперметром — ток I (рис. 1.19 б).

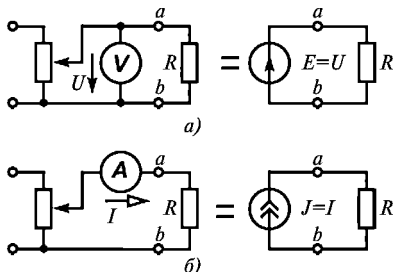


Рис. 1.19

Решение. Часть цепи слева от выводов a и b можно заменить источником ЭДС при $E = U$ в соответствии с принципом компенсации (см. рис. 1.19 а, справа). Часть цепи с известным током I можно заменить источником тока $J = I$ (см. рис. 1.19 б, справа).

Принцип взаимности

Ток в ветви j , создаваемый источником ЭДС в ветви k , равен току в ветви k , создаваемому тем же источником, перемещенным в ветвь j , и взаимные проводимости j -й и k -й ветвей равны

$$G_{jk} = G_{kj}, \tag{1.23}$$

т. е. $I_j^{(k)} = G_{jk} E_k = I_k^{(j)} = G_{kj} E_j$ при $E_k = E_j$.

Применимость принципа следует из того, что матрица \mathbf{G} (1.11), полученная при решении уравнений Кирхгофа, симметрична.

Пример 1.11. Рассчитать взаимные проводимости первой и второй ветвей в схеме на рис. 1.18 *a* и проверить выполнение принципа взаимности.

Решение. По формуле (1.20) $G_{12} = I_1^{(2)}/E_2$, $G_{21} = I_2^{(1)}/E_1$. Как следует из формул примера 1.9,

$$G_{21} = G_{12} = -R_3/(R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3).$$

1.7. Мощности в цепи постоянного тока

Мощность пассивного приёмника, и, в частности, резистивного элемента с сопротивлением R , равна

$$P = RI^2, \quad (1.24)$$

где I — ток в элементе.

Мощность источника ЭДС и мощность источника тока равны

$$P_p = EI \text{ и } P_p = JU. \quad (1.25)$$

Мощность на выводах реального источника ЭДС и тока меньше развиваемой мощности из-за потерь во внутренних сопротивлениях R_B источников:

$$P_{\text{н}} = UI = P_p - R_B I^2 \text{ и } P_{\text{н}} = UI = P_p - G_B U^2, \quad (1.26)$$

где $G_B = 1/R_B$.

В любой электрической цепи выполняется *баланс мощностей в соответствии с законом сохранения энергии, а именно, алгебраическая сумма мощностей источников, равна сумме мощностей всех приёмников и мощностей потерь на всех внутренних сопротивлениях:*

$$\sum P_p = \sum EI + \sum JU = \sum P + \sum R_B I^2 = \sum RI^2 + \sum R_B I^2. \quad (1.27)$$

Пример 1.12. Записать уравнение баланса мощностей для электрической цепи, схема которой приведена на рис. 1.20.

Решение:

$$JU + E_1 I_1 + E_2 I_2 + E_3 I_3 = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 + R_3 I_3^2 + R_4 I_4^2 + R_5 I_5^2.$$

Если в какой-либо ветви с источником ЭДС выбрано положительное направление тока, не совпадающее с направлением действия ЭДС, то в (1.27) соответствующее слагаемое $E_i I_i$ должно быть записано со знаком минус. Знак мощности JU в источнике тока положителен, когда ток и напряжение направлены противоположно.

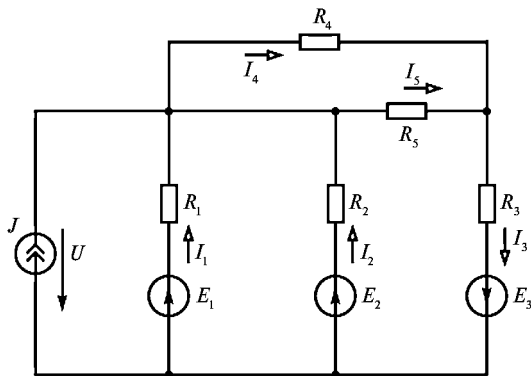


Рис. 1.20

1.8. Двухполосники

Часть электрической цепи с двумя выделенными выводами 1 и 1', именуемыми полюсами, называют двухполосником. Двухполосники бывают активными и пассивными. На рис. 1.21 показаны выбранные положительные направления тока и напряжения активного (А) и пассивного (П) двухполосников.

Режимы работы активного двухполосника:

1) режим холостого хода (ток через выводы двухполосника равен нулю, так как выводы разомкнуты: $I = I_x = 0$ и $U = U_x$);

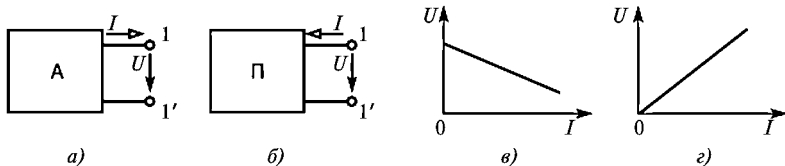


Рис. 1.21

2) режим короткого замыкания (выводы двухполосника замыкаются накоротко, и напряжение между ними равно нулю: $U = U_k = 0$, $I = I_k$).

Двухполосник является активным (рис. 1.21 а), если он содержит источники электрической энергии, а напряжение холостого хода на его выводах и ток короткого замыкания не равны нулю: $U = U_x \neq 0$, $I = I_k \neq 0$.

Внешняя характеристика активного двухполюсника (рис. 1.21, а) приведена на рис. 1.21 в.

Пример схемы активного двухполюсника приведен на рис. 1.22.

Двухполюсник является пассивным (рис. 1.21 б), если $U_x = 0$ и $I_k = 0$. Внешняя характеристика пассивного двухполюсника (рис. 1.21 б) приведена на рис. 1.21 г.

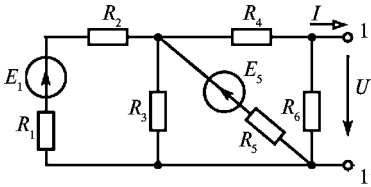


Рис. 1.22

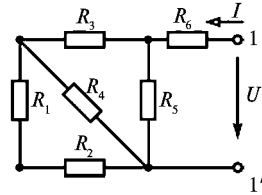


Рис. 1.23

Пассивный двухполюсник (рис. 1.23) характеризуется входным сопротивлением $R_{\text{вх}}$, которое рассчитывают путем «свертывания» схемы относительно выводов 1-1'.

Активный двухполюсник становится пассивным при равенстве нулю ЭДС всех источников напряжения и разрыве ветвей с источниками тока. Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ пассивного двухполюсника

$$R_{\text{вх}} = R_6 + \frac{1}{\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_3 + \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_1 + R_2}}}}}$$

1.9 Принцип эквивалентного генератора (активного двухполюсника)

Любая часть линейной электрической цепи, рассматриваемая относительно двух выводов, эквивалентна последовательному соединению источника напряжения с ЭДС $E_{\text{ЭК}}$ и резистивного элемента с сопротивлением $R_{\text{вх}}$ (рис. 1.24 а). При этом $E_{\text{ЭК}}$ равна напряжению между этими выводами в режиме холостого хода, а $R_{\text{вх}}$ равно входному сопротивлению пассивного двухполюсника, получающегося при равенстве нулю всех ЭДС источников напряжения и разрыве ветвей с источниками

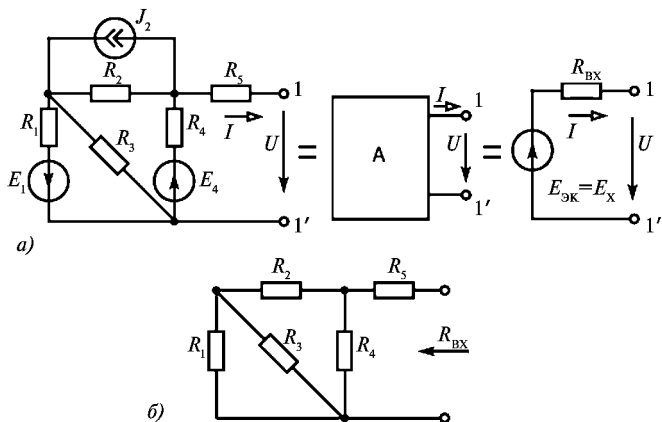


Рис. 1.24

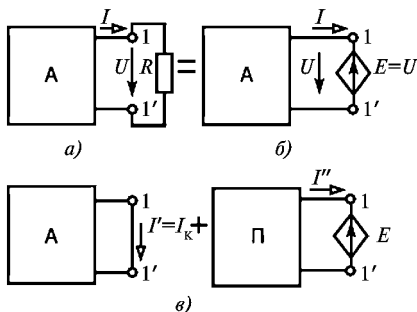


Рис. 1.25

никами тока, рис. 1.24 б. Как видно из рис. 1.24, на котором приведена в качестве примера одна из схем активного двухполюсника,

$$U = E_{\text{ЭК}} - R_{\text{ВХ}} I; \quad E_{\text{ЭК}} = U_X \quad (1.28)$$

Обоснование принципа активного двухполюсника проводится с применением принципов компенсации и суперпозиции. По принципу компенсации внешнюю часть цепи с напряжением $U = RI$ на выводах $1-1'$ (рис. 1.25 а) можно заменить источником напряжения ЭДС при $E = U$ (рис. 1.25 б).

Применение принципа суперпозиции к схеме на рис. 1.25 б при раздельном действии источников позволяет представить ток I как сумму токов в короткозамкнутом активном двухполюснике $I' = I_K$ и I'' в пассивном двухполюснике, подключенном к источнику напряжения с ЭДС E (рис. 1.25 в), $I = I' + I''$.

Так как пассивный двухполюсник характеризуется входным сопротивлением $R_{\text{вх}}$, то ток в нем $I'' = -U/R_{\text{вх}}$. Ток в схеме на рис. 1.25 а $I = I' + I'' = I_{\text{к}} - U/R_{\text{вх}}$, откуда $U = R_{\text{вх}}(I_{\text{к}} - I) = U_{\text{х}} - R_{\text{вх}}I = E_{\text{эк}} - R_{\text{вх}}I$.

Таким образом, схема замещения любого линейного активного двухполюсника состоит из резистивного элемента с сопротивлением $R_{\text{вх}}$ и источника напряжения с $E_{\text{эк}} = U_{\text{х}} = R_{\text{вх}}I_{\text{к}}$.

Пример 1.13. Для схемы двухполюсника (рис. 1.26 а) составить схему замещения по принципу активного двухполюсника и рассчитать ее параметры.

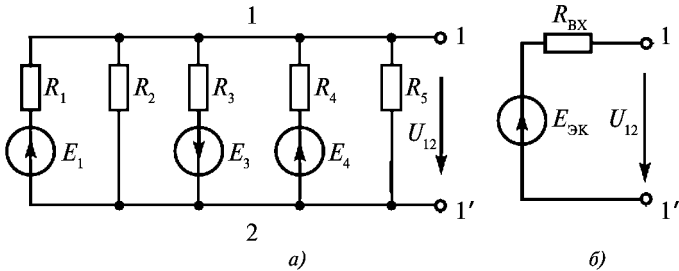


Рис. 1.26

Решение. Схема замещения представленного двухполюсника, содержащего пять параллельных ветвей и имеющего два узла, приведена на рис. 1.26 б. По формуле двух узлов

$$U_{12} = E_{\text{эк}} = \frac{\sum E_i G_i}{\sum G_i},$$

или

$$E_{\text{эк}} = \frac{E_1 / R_1 - E_3 / R_3 + E_4 / R_4}{1 / R_1 + 1 / R_2 + 1 / R_3 + 1 / R_4 + 1 / R_5}.$$

Входное сопротивление активного двухполюсника

$$R_{\text{вх}} = \frac{1}{\sum G_i} = \frac{1}{1 / R_1 + 1 / R_2 + 1 / R_3 + 1 / R_4 + 1 / R_5}.$$

Пример 1.14. По внешней характеристике двухполюсника (рис. 1.27) определить параметры схемы замещения.

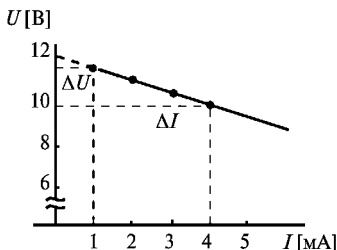


Рис. 1.27

Решение: Схема замещения двухполюсника (рис. 1.28)

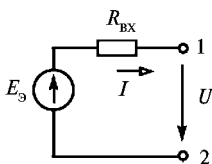


Рис. 1.28

$U = E_3 - R_{\text{вх}} I$ — уравнение прямой

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta U}{\Delta I} \quad E_3 = U_x$$

Параметры E_3 и $R_{\text{вх}}$ определяют по внешней характеристике

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{11,5 - 10}{(4 - 1)10^{-3}} = 0,5 \cdot 10^3; \quad R_{\text{вх}} = 500 \text{ Ом.}$$

$E_3 = U_x$ при $I = 0$, $U_x = 12 \text{ В}$.

Пример 1.15. Определить параметры схемы замещения двухполюсника, если экспериментально измерены $U_x = 50 \text{ В}$, $I_x = 40 \text{ А}$.

Решение:

$$E_3 = U_x; \quad E_3 = 50 \text{ В},$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_x}{I_x} = \frac{50}{40} = 1,25 \text{ Ом.}$$

Пример 1.16. К зажимам 1, 2 двухполюсника, параметры схемы замещения которого были определены в примере 1.15, подключаются различные приёмники $R_{\text{Н1}} = 0,25 \text{ Ом}$, $R_{\text{Н2}} = 1,0 \text{ Ом}$, $R_{\text{Н3}} = 1,25 \text{ Ом}$, $R_{\text{Н4}} = 5 \text{ Ом}$. Определить ток, напряжение и мощность на зажимах двухполюсника при различных нагрузках, рис. 1.29.

Решение:

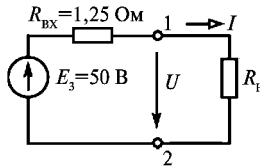


Рис. 1.29

$$I = \frac{E_3}{R_{BX} + R_H} = \frac{50}{1,25 + R_H}; \quad U = R_H I;$$

$$P_H = UI = R_H I^2.$$

Результаты расчета приведены в таблице 1.3.

Таблица 1.3

R_H	Ом	0,25	1	1,25	5
I	А	33,3	22,2	20	8
U	В	8,3	22,2	25	40
P_H	Вт	276,4	492,8	500	320

Мощность, отдаваемая в нагрузку, максимальна при

$$R_H = R_{BX}.$$

1.10. Мощность, развиваемая активным двухполюсником

Практический интерес представляет определение максимальной мощности, развиваемой активным двухполюсником. Пусть к активному двухполюснику, схема замещения которого представлена на рис. 1.26, подключен пассивный двухполюсник сопротивлением R_H (рис. 1.30). Мощность пассивного двухполюсника (1.24) равна мощности, которую развивает активный,

$$P = R_H I^2 = UI. \quad (1.29)$$

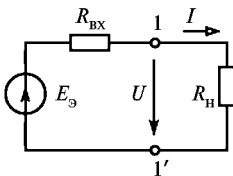


Рис. 1.30

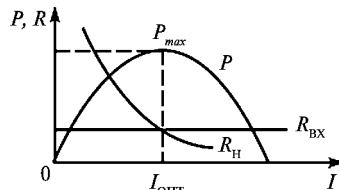


Рис. 1.31

Эту мощность можно выразить через напряжение на общих выводах

$$U = E_{\text{ЭК}} - R_{\text{ВХ}} I. \quad (1.30)$$

Подставив (1.30) в (1.29), получим

$$P = (E_{\text{ЭК}} - R_{\text{ВХ}} I) I = E_{\text{ЭК}} I - R_{\text{ВХ}} I^2. \quad (1.31)$$

При некотором токе $I_{\text{опт}}$ эта мощность становится максимальной (P_{max} на рис. 1.31). Ток, при котором мощность максимальна, определяется из условия $dP/dI = 0$. Дифференцируя (1.31) по току, получаем

$$dP/dI = E_{\text{ЭК}} - 2R_{\text{ВХ}} I = 0, \quad (1.32)$$

откуда $I = I_{\text{опт}} = E_{\text{ЭК}} / (2R_{\text{ВХ}})$. Этот ток, как видно из рис. 1.30, получается при $R_{\text{Н}} = R_{\text{ВХ}}$.

Мощность, развиваемая активным двухполюсником, максимальна при согласованной нагрузке, когда сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$ равно входному сопротивлению активного двухполюсника. Подставляя найденное значение тока в (1.29), определяем

$$P_{\text{max}} = \frac{E_{\text{ЭК}}^2}{4R_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{\text{ВХ}} I_{\text{к}}^2}{4}, \quad (1.33)$$

где $E_{\text{ЭК}}/R_{\text{ВХ}}$ — ток короткого замыкания $I_{\text{к}}$ активного двухполюсника.

При максимальной мощности P_{max} коэффициент полезного действия $\eta = 50\%$.

Согласование нагрузок необходимо в устройствах связи, в автоматике при передаче от источника максимальной мощности, а из-за малости передаваемой мощности коэффициент полезного действия η не имеет большого значения.

1.11. Применение принципа эквивалентного генератора для анализа цепей измерительных приборов

Понятие активного двухполюсника и его схема замещения применяются при анализе работы схем измерительных приборов: термометров сопротивления, газоанализаторов, электронных индикаторов уровня и других преобразователей.

Во всех этих приборах используются мостовые схемы (уравновешенные и неуравновешенные), рис. 1.32.

В диагональ моста ab включается источник напряжения U .

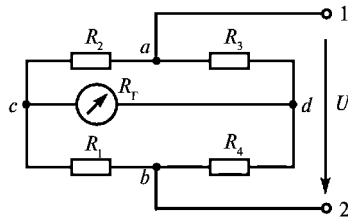


Рис. 1.32

В измерительную диагональ cd – измерительный прибор с сопротивлением R_r . Плечи моста имеют сопротивления R_1, R_2, R_3, R_4 .

Существует два режима работы моста:

- *равновесный*, когда добиваются выполнения условия равенства нулю тока в измерительном приборе;
- *неравновесный*, когда устанавливается однозначная зависимость измерительного тока от сопротивления какого-нибудь резистора, например R_3 , являющегося сопротивлением датчика (термосопротивления). При этом все остальные элементы U, R_1, R_2, R_4, R_r остаются постоянными.

Для установления зависимости между элементами моста (рис. 1.33) используется принцип эквивалентного генератора для активного двухполюсника, имеющего схему замещения (рис. 1.34).

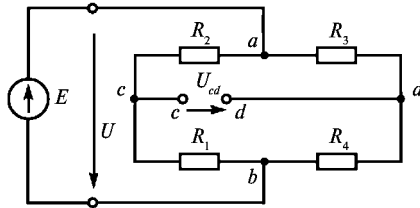


Рис. 1.33

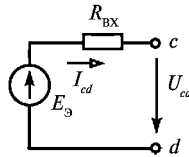


Рис. 1.34

Определение параметров схемы замещения:

1) $R_{\text{вх}}$ определяется как входное сопротивление пассивного двухполюсника, когда $E = 0$, рис. 1.35.

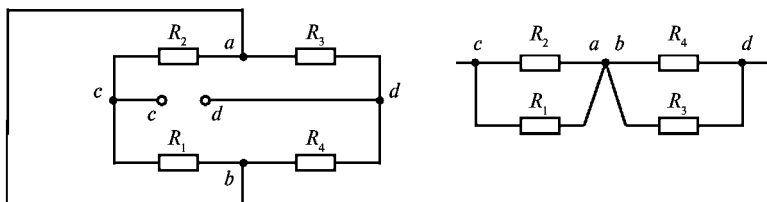


Рис. 1.35

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}.$$

2) $E_{\text{э}} = U_{\text{х}}$.

$U_{\text{х}}$ находим по второму закону Кирхгофа (рис. 1.36)

$$R_2 I_1 + U_{\text{х}} - R_3 I_2 = 0,$$

$$I_1 = \frac{E}{R_1 + R_2}; \quad I_2 = \frac{E}{R_3 + R_4}$$

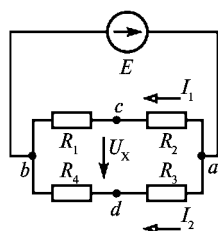


Рис. 1.36

$$E_{\text{э}} = U_{\text{х}} = R_3 I_2 - R_2 I_1 = E \frac{R_3}{R_3 + R_4} - E \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U \left[\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right].$$

Ток в измерительной диагонали моста I_{cd} определяется по схеме замещения

$$I_{cd} = \frac{E_s}{R_{вх} + R_r} = \frac{U \left[\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right]}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} + R_r} =$$

$$= U \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2) + R_r (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}.$$

Для равновесных мостов при $I_{cd} = 0$ должно выполняться условие

$$R_1 R_3 = R_2 R_4.$$

При измерениях путем изменения сопротивления в одном из плеч моста добиваются его равновесия и по известным трем сопротивлениям R_1, R_2, R_4 определяют сопротивление терморезистора

$$R_3 = \frac{R_2 R_4}{R_1}.$$

В неравновесных мостах нет необходимости менять в процессе измерения какие-либо сопротивления, и измерительный ток является функцией

$$I_{cd} = f(U, R_1, R_2, R_3, R_4, R_r).$$

Неравновесные мосты нашли широкое применение в газоанализаторах, в которых тепловые свойства газа зависят от концентрации определяемого компонента газовой смеси.

Пусть $R_1 = R_2 = R_4 = R$, а $R_3 = R_x$ — сопротивление датчика, тогда уравнение шкалы

$$I_{cd} = U \frac{R_x - R}{R_x (2R_r + 3R) + R(2R_r + R)}.$$

Показания прибора градуируются сразу в значениях измеряемого параметра (например, концентрации или температуры), влияющего на сопротивление R_x .

1.12. Четырёхполосники.

Уравнения и схемы замещения

Часть электрической цепи, имеющая две пары выводов, которые могут быть входными или выходными, называют четырёхполосником.

Если в ветвях четырёхполосника содержится источники энергии, то такой четырёхполосник — активный (рис. 1.37 а); четырёхполос-

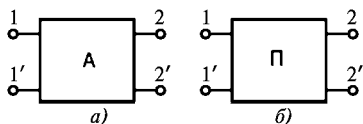


Рис. 1.37

ник, не содержащий в своих ветвях источников энергии, — пассивный (рис. 1.37 б). Примеры активного и пассивного четырёхполюсников приведены на рис. 1.38 а, б.

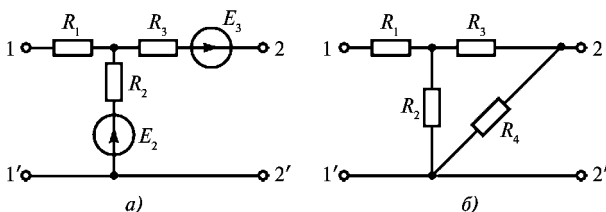


Рис. 1.38

Если к одной паре выводов пассивного четырёхполюсника ($I-I'$) подсоединяют источник, а ко второй ($2-2'$) — приёмник (рис. 1.39), то четырёхполюсник называют *проходным*. В этом случае выходы $I-I'$ называют *входными*, а $2-2'$ — *выходными*.

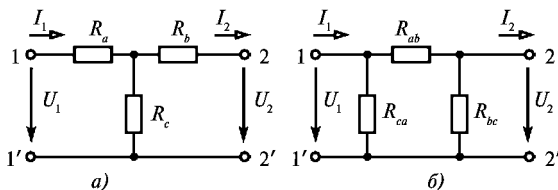


Рис. 1.39

Четырёхполюсник характеризуется входными и выходными токами (I_1, I_2) и соответствующими напряжениями (U_1, U_2).

Математическое описание пассивного четырёхполюсника, осуществлённое различными способами, позволяет установить связь между напряжениями и токами. Распространение получила запись уравнений через RK -, G -, h -, R -, $ABCD$ -параметры. При этом пассивный четырёхполюсник может быть представлен как пассивной, так и активной схемой замещения, параметры элементов которой определяются коэффициентами уравнений.

ABCD-форма записи уравнений

Такая форма записи предпочтительнее при рассмотрении каскадного соединения четырёхполюсников при питании со стороны первичных режимов. При этом

$$U_1 = AU_2 + BI_2; \quad (1.34)$$

$$I_1 = CU_2 + DI_2. \quad (1.35)$$

ABCD-параметры определяются по результатам расчетов режимов холостого хода и короткого замыкания. При холостом ходе $A = U_1/U_{2X}$; $C = I_1/U_{2X}$. При коротком замыкании $D = I_1/I_{2K}$; $B = U_1/I_{2K}$. При выполнении принципа взаимности в четырёхполюснике *ABCD* параметров должны удовлетворять уравнению

$$AD - BC = 1, \quad (1.36)$$

и, следовательно, схема замещения характеризуется тремя независимыми параметрами. Она может быть представлена тремя резистивными элементами, соединенными по схеме звезды, что соответствует Т-образной схеме замещения (рис. 1.39 а), или по схеме треугольника, что соответствует П-образной схеме замещения (рис. 1.39 б).

Эти схемы могут быть преобразованы одна в другую по соотношениям табл. 1.2. Значения сопротивлений резисторов в схемах замещения рассчитываются по известным *ABCD*-параметрам:

В Т-образной схеме

$$R_a = \frac{A-1}{C}, \quad R_b = \frac{D-1}{C}, \quad R_c = \frac{1}{C}; \quad (1.37)$$

в П-образной схеме

$$R_{ab} = B, \quad R_{bc} = \frac{B}{A-1}, \quad R_{ca} = \frac{B}{D-1}. \quad (1.38)$$

Далее будут рассмотрены формы записи уравнений пассивного четырёхполюсника, который можно представить активными схемами замещения.

РК-форма записи уравнений

Эта форма записи уравнений проходного четырёхполюсника (рис. 1.40 а) следует из рассмотрения четырёхполюсника относительно входных и выходных выводов как двух двухполюсников по принципу эквивалентного активного двухполюсника с применением принципов

компенсации (рис. 1.40, б) и наложения. RK -параметры устанавливают зависимости $U_1(I_1, U_2)$, $U_2(U_1, I_2)$:

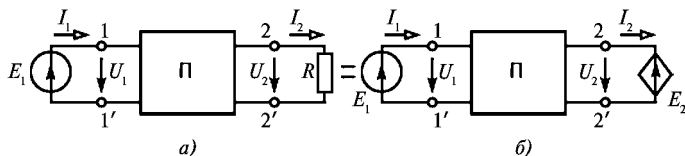


Рис. 1.40

$$U_1 = R_{\text{ВХ}} I_1 + K_{12} U_2; \quad (1.39)$$

$$U_2 = K_{21} U_1 - R_{\text{ВЫХ}} I_2. \quad (1.40)$$

Определение RK -параметров проводят по результатам расчетов режимов холостого хода и короткого замыкания.

При коротком замыкании на выходе ($U_2 = 0$) уравнение (1.39) преобразуется к виду $U_1 = R_{\text{ВХ}} I_1$, откуда $R_{\text{ВХ}} = U_1 / I_1$.

При коротком замыкании на входе ($U_1 = 0$) из уравнения (1.40) находим

$$R_{\text{ВЫХ}} = -U_2 / I_{2\text{К}} \quad (1.41)$$

При холостом ходе на выходе ($I_2 = 0$) согласно (1.40) определяем

$$K_{21} = U_{2\text{Х}} / U_1.$$

При холостом ходе на входе ($I_1 = 0$)

$$K_{12} = U_{1\text{Х}} / U_2. \quad (1.42)$$

Параметры $R_{\text{ВХ}}$, $R_{\text{ВЫХ}}$ являются входными и выходными сопротивлениями четырёхполюсника; коэффициенты передачи K_{12} и K_{21} — безразмерные.

Схему замещения (рис. 1.41) составляют на основе уравнений (1.39) и (1.40). В схеме замещения обозначены зависимые источники. В таких источниках напряжения (тока) ЭДС (ток) зависит от какой-либо из переменных величин, в данном случае — от напряжения.

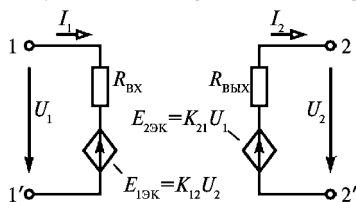


Рис. 1.41

G-форма записи уравнений

Токи на входе и выходе четырёхполюсника выражают через напряжения на входе и выходе. Уравнения четырёхполюсника записывают на основе общего решения уравнений, составленных по законам Кирхгофа:

$$I_1 = G_{11}U_1 - G_{12}U_2; \quad (1.43)$$

$$I_2 = G_{21}U_1 - G_{22}U_2. \quad (1.44)$$

При коротком замыкании, когда $U_{2к} = 0$, $G_{11} = I_1/U_1$; $G_{21} = I_{2к}/U_1$.

При холостом ходе, когда

$$I_{2х} = 0, G_{22} = (G_{21}U_1)/U_{2х}; G_{12} = (-I_1 + G_{11}U_1)/U_{2х};$$

G-параметры имеют размерности проводимостей.

Схема замещения четырёхполюсника в G-параметрах приведена на рис. 1.42.

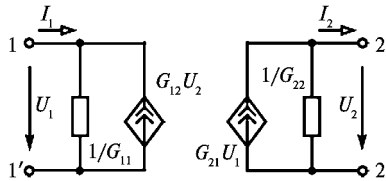


Рис. 1.42

h-форма записи уравнений

Эта форма записи уравнений находит широкое распространение в электронике. h-параметры устанавливают зависимости $U_1(I_1, U_2)$; $I_2(I_1, U_2)$:

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2; \quad (1.45)$$

$$-I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \quad (1.46)$$

Для определения h-параметров используют результаты расчетов режимов холостого хода и короткого замыкания.

При коротком замыкании ($U_{2к} = 0$) согласно (1.45), (1.46)

$$h_{11} = U_1/I_1; h_{21} = -I_{2к}/I_1.$$

При холостом ходе ($I_{2х} = 0$) $h_{22} = -(h_{21}I_1)/U_{2х}$; $h_{12} = (U_1 - h_{11}I_1)/U_{2х}$.

Параметр h_{11} соответствует входному сопротивлению четырёхполюсника, его выражают в омах. Параметр h_{22} имеет размерность проводимости (См). Параметр h_{12} — безразмерная величина. Параметр

h_{21} — безразмерная величина, соответствующая коэффициенту усиления по току.

Схема замещения четырёхполюсника в h -параметрах представлена на рис. 1.43.

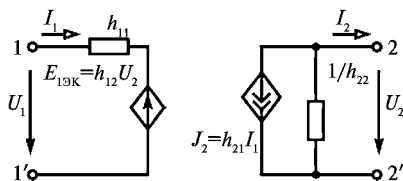


Рис. 1.43

Р-форма записи уравнений

Напряжения на входе и выходе четырёхполюсника выражают через токи:

$$U_1 = R_{11} I_1 - R_{12} I_2; \quad (1.47)$$

$$U_2 = R_{21} I_1 - R_{22} I_2. \quad (1.48)$$

При холостом ходе на выходе ($I_{2X} = 0$) из (1.47), (1.48) находим $R_{11} = U_1/I_1$; $R_{21} = U_{2X}/I_1$.

При коротком замыкании $R_{12} = (R_{11}I_1 - U_1)/I_{2K}$; $R_{22} = (R_{21}I_1)/I_{2K}$.

R -параметры имеют размерность сопротивлений (Ом).

Схема замещения четырёхполюсника в R -параметрах изображена на рис. 1.44.

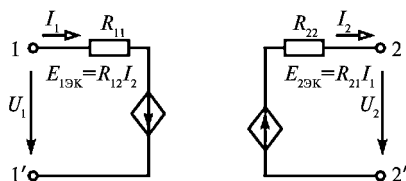


Рис. 1.44

В табл. 1.4 приведены условия выполнения принципа взаимности для различных форм записи уравнений пассивного четырёхполюсника, представленного активными схемами замещения.

Равенства, приведенные в таблице, позволяют характеризовать четырёхполюсник только тремя независимыми параметрами.

Таблица 1.4. Принципы взаимности

Форма записи уравнений	Условие выполнения принципа взаимности
RK	$K_{12}/R_{\text{ВХ}} = K_{21}/R_{\text{ВЫХ}}$
G	$G_{12} = G_{21}$
h	$h_{12} = h_{21}$
R	$R_{12} = R_{21}$

Глава вторая.

ОДНОФАЗНЫЕ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

2.1. Общая характеристика цепей синусоидального тока	54
2.2. Структура цепи синусоидального тока.	55
2.3. Гармонические функции и их представление в комплексной форме	59
2.4. Синусоидальный ток в резистивном элементе R	63
2.5. Синусоидальный ток в индуктивном элементе L	65
2.6. Синусоидальный ток в ёмкостном элементе C	68
2.7. Сводная таблица соотношений между параметрами в цепи синусоидального тока с R, L, C элементами	71
2.8. Мощность в цепи синусоидального тока	71
2.9. Законы, принципы, методы анализа цепей синусоидального тока в комплексной форме	75
2.10. Измерение тока, напряжения, мощности в цепях синусоидального тока	76
2.11. Последовательное соединение R, L, C элементов	77
2.12. Параллельное соединение R, L, C элементов	80
2.13. Схемы замещения реальных индуктивных катушек и конденсаторов.	82
2.14. Резонансы напряжений и токов	84
2.15. Падение и потеря напряжения при передаче электроэнергии	89
2.16. Примеры анализа цепей синусоидального тока	90

Глава вторая.

ОДНОФАЗНЫЕ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

2.1. Общая характеристика цепей синусоидального тока

В настоящее время практически вся вырабатываемая электроэнергия является энергией синусоидального тока. Лишь некоторая доля этой энергии при использовании преобразуется в энергию постоянного тока.

Детонатором, вызвавшим бурный рост электротехнической промышленности, явились работы знаменитого русского изобретателя П.Н. Яблочкова (1847 — 1894). Самое известное изобретение «Свеча Яблочкова» было сделано им во время электролиза поваренной соли, когда внезапно два угольных электрода коснулись друг друга и вспыхнула яркая дуга. При параллельном расположении угольных электродов не потребовалось никакого регулятора для горения дуги, который был необходим при расположении электродов друг против друга.

В 1876 году Яблочков получил патенты на «Электрическую свечу», на применение индукционных катушек для «дробления света», представлявших собой однофазный трансформатор. Яблочков доказал, что питание свечи переменным током будет более рациональным. Это повлекло за собой интенсивное производство генераторов переменного тока. Однако, не имея достаточных средств, Яблочков не смог реализовать свои изобретения.

Производство ламп на коммерческой основе было осуществлено талантливым американским изобретателем Томасом Эдисоном (1847 — 1931) с изобретением лампы накаливания.

Целесообразность технического использования синусоидального тока обусловлена тем, что коэффициент полезного действия генераторов, двигателей, трансформаторов и линий электропередач при синусоидальной форме ЭДС, напряжения и тока получается наибольшим по сравнению с несинусоидальным током. Электрическая энергия для питания потребителей вырабатывается синхронными генераторами. В России и других европейских странах принята стандартная промышленная частота $f = 50$ Гц, в США и Японии $f = 60$ Гц.

Выбор частоты $f = 50$ Гц в промышленных установках обусловлен тем, что при меньших частотах возрастают габариты, вес и стоимость трансформаторов, заметно мигание света осветительных приборов. При больших частотах в трансформаторах и машинах увеличиваются потери энергии.

Некоторые электротехнические устройства работают при более высоких частотах, так при поверхностном нагреве металлов $f = 2000 \div 10^6$ Гц, в радиотехнике $f = 10^5 \div 3 \cdot 10^{10}$ Гц.

Несмотря на то, что первоначально энергетическая техника основывалась на постоянном токе, переменный ток начал очень широко внедряться с конца 19 века благодаря своим ценным свойствам:

- универсальности преобразования в другие виды энергии;
- экономичности передачи на большие расстояния;
- простоте распределения между потребителями.

Электрическая цепь синусоидального тока состоит, подобно цепи постоянного тока, из источников и приёмников электрической энергии, измерительных приборов, коммутационных аппаратов. Трансформаторы и генераторы переменного тока будут рассмотрены в последующих главах (10, 11).

В этой главе рассматривается анализ простых цепей синусоидального тока с источником и различными приёмниками: резисторами, катушками индуктивности, конденсаторами.

Анализ и синтез цепей синусоидального тока значительно сложнее, чем цепей постоянного тока, особо важное значение имеет разработка анализа этих цепей с помощью представления в комплексной форме.

2.2. Структура цепи синусоидального тока

Простейшая электрическая цепь синусоидального тока содержит источник и приёмник, рис. 2.1.

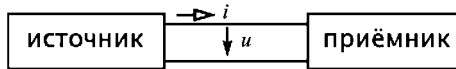


Рис. 2.1

Источник

Электрические процессы в линейном источнике синусоидального тока характеризуются *мгновенными значениями* тока $i(t)$, ЭДС $e(t)$ и напряжением на его зажимах $u(t)$, (рис. 2.2):

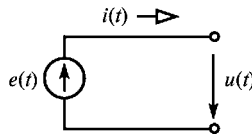


Рис. 2.2

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \psi_i), \quad e(t) = E_m \sin(\omega t + \psi_e), \quad u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi_u),$$

которые синусоидальны.

I_m, E_m, U_m — амплитуды тока, ЭДС и напряжения (максимальные значения),

ω — угловая частота $\omega = 2\pi f$, рад/с,

t — время, $T = 1/f$ — период, с,

f — частота переменного тока, Гц,

Ψ_i, Ψ_e, Ψ_u — начальные фазы тока, ЭДС и напряжения.

На рис. 2.3 изображены зависимости напряжения и тока от времени.

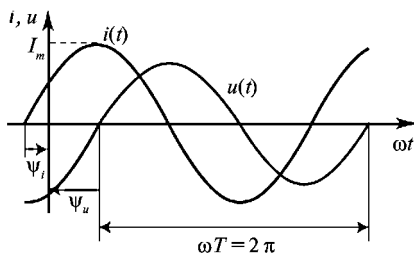


Рис. 2.3

Начальные фазы определяют смещения синусоид u, i от начала координат и определяются выбором нулевого момента времени.

Среднее значение синусоидального тока равно нулю

$$i_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = 0. \quad (2.1)$$

Среднеквадратическое значение тока

$$i_{\text{ср. кв.}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}. \quad (2.2)$$

Среднеквадратическое значение называют действующим значением тока I

$$I = i_{\text{ср. кв.}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}. \quad (2.3)$$

Оно в $\sqrt{2}$ раз меньше амплитуды тока I_m .

Пример 2.1.

Для мгновенной ЭДС $e(t) = 10 \sin(314t + \pi/6)$ определить: амплитуду ЭДС E_m ; угловую частоту ω ; действующее значение ЭДС E ; начальную фазу Ψ_e .

Решение.

$$E_m = 10 \text{ В},$$

$$\omega = 314 \text{ с}^{-1},$$

$$E = 10 / \sqrt{2} = 7,07 \text{ В,}$$

$$\psi_\epsilon = \pi / 6 (30^\circ).$$

Внутреннее сопротивление идеального источника ЭДС принимается равным нулю.

Источники могут соединяться последовательно, рис. 2.4.

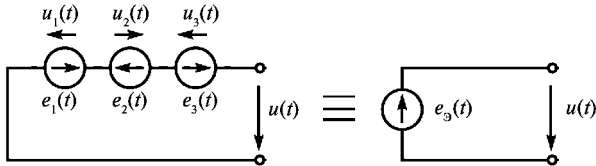


Рис. 2.4

По второму закону Кирхгофа

$$\sum e_i(t) = \sum u_i(t),$$

$$e_3(t) = e_1(t) - e_2(t) + e_3(t) = u(t).$$

Приёмники

- В цепи синусоидального тока в приёмниках происходят процессы:
- необратимого преобразования электрической энергии в тепловую и другие виды энергии (в резисторах);
 - индуцирование ЭДС переменным магнитным полем (в катушках индуктивности);
 - накопление зарядов в проводниках, разделенных диэлектриком (в конденсаторах).

К пассивным приёмникам относятся: резистор, катушка индуктивности, конденсатор.

Резистор — элемент электрической цепи, предназначенный для использования его электрического сопротивления R .

R — электрическое сопротивление, скалярная величина, равная отношению постоянного напряжения на участке пассивной электрической цепи к постоянному току в нем, при отсутствии ЭДС (R измеряется в Омах)

$$u = R i.$$

Катушка индуктивности – элемент электрической цепи, предназначенный для использования его индуктивности, рис. 2.5.

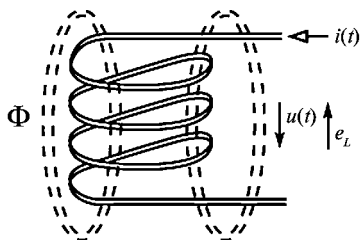


Рис. 2.5

В катушке переменный ток $i(t)$ создает переменное магнитное поле, под действием которого в ней индуцируется электродвижущая сила (ПЭ)

$$e_L = \frac{d\psi}{dt}, \quad (2.4)$$

Потокосцепление ψ равно произведению магнитного потока Φ на число витков катушки W .

В линейных цепях потокосцепление ψ пропорционально току и индуктивности катушки L

$$\psi = Li,$$

L – индуктивность – отношение потокосцепления самоиндукции элемента электрической цепи к току в нем (L измеряется в генри).

Она характеризует способность катушки накапливать энергию в виде энергии магнитного поля.

Напряжение на катушке индуктивности

$$u_L = e_L = L \frac{di}{dt}. \quad (2.5)$$

Конденсатор – элемент электрической цепи, предназначенный для использования его ёмкости C (C измеряется в фарадах), рис. 2.6.

Она характеризует способность конденсатора накапливать энергию в виде энергии электрического поля.

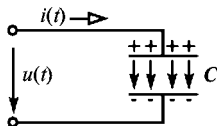


Рис. 2.6

В обкладках конденсатора, расположенных на расстоянии друг от друга и разделенных диэлектриком, происходит накопление заряда $q = C/u$. Под действием синусоидального напряжения заряды на проводниках меняются и возникает ток смещения

$$i = C \frac{du}{dt}. \quad (2.6)$$

2.3. Гармонические функции и их представление в комплексной форме

Синусоидальная величина $i(t)$, описываемая функцией времени

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

может быть представлена на комплексной плоскости в системе координат с вещественной осью Re и мнимой осью Im, с помощью вращающегося со скоростью ω вектора \dot{I}_m , проведенного под углом ψ_i , и длиной I_m . Проекция этого вектора на мнимую ось в любой момент времени равна мгновенному значению синусоидальной величины, рис. 2.7.

Таблица 2.1

Время t	$i(t) = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$	Проекция \dot{I}_m на мнимую ось
$t = 0$	$i(t) = I_m \sin \psi_i$	$I_m \sin \psi_i = 0N_1$
$t = t_1$	$i(t_1) = I_m \sin(\omega t_1 + \psi_i)$	$I_m \sin(\omega t_1 + \psi_i) = 0N_2$

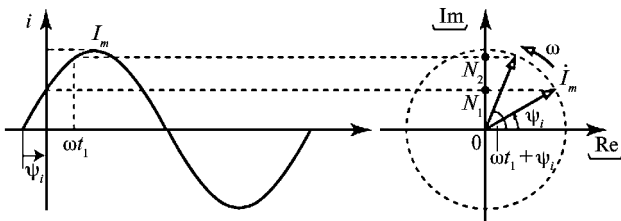


Рис. 2.7

$$\text{Im}\{\dot{I}_m e^{j\omega t}\} = \text{Im}\{I_m e^{j(\omega t + \psi_i)}\} = I_m \sin(\omega t + \psi_i) = i(t).$$

Мгновенному значению $i(t)$ ставится в соответствие комплексная амплитуда \dot{I}_m

$$i(t) \rightarrow \dot{I}_m.$$

\dot{I}_m — комплексная амплитуда

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

\dot{I} — комплекс действующего значения тока

$$\dot{I} = I e^{j\psi_i}.$$

Любой синусоидальной величине однозначно ставится в соответствие её комплексная величина. Так синусоидальному напряжению $u(t) = U_m \sin(\omega t + \pi/8)$ соответствует его комплексное значение $\dot{U}_m = U_m e^{j\pi/8}$.

Замена синусоидальных величин комплексными числами позволяет проводить расчёт цепей с синусоидальными токами алгебраически — уравнениями с комплексными числами.

Полученный результат в комплексной форме, например $\dot{I} = I e^{j\pi/3}$, может быть переведен в мгновенное значение тока

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \pi/3),$$

где $I_m = \sqrt{2} I$.

Примеры 2.2.

1) Дано: $i(t) = 17 \sin(\omega t + \pi/8)$, найти \dot{I}_m .

Решение. $i(t) \rightarrow \dot{I}_m = 17 e^{j\pi/8}$.

2) Дано: $\dot{I}_m = 10 e^{j\pi/2}$, найти $i(t)$.

Решение. $i(t) = 10 \sin(\omega t + \pi/2)$.

3) Дано: $i(t) = 20 \sin(\omega t + \pi/4)$, найти \dot{I} .

Решение. $\dot{I} = I e^{j\psi_i} = 20 / \sqrt{2} e^{j\pi/4} = 14,142 e^{j\pi/4}$.

4) Дано: $\dot{I} = 8 e^{j\pi/6}$, найти $i(t)$.

Решение. $i(t) = 8 \sqrt{2} \sin(\omega t + \pi/6) = 11,31 \sin(\omega t + \pi/6)$,

$$I_m = I \sqrt{2} = 8 \sqrt{2} = 11,31.$$

Операции над комплексными числами

Комплексное число \dot{A} может быть записано в показательной и алгебраической формах, рис. 2.8.

$$\dot{A} = A e^{j\varphi} = A' + jA'', \quad (2.7)$$

показательная форма алгебраическая форма

По формуле Эйлера $e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi$, где $j = \sqrt{-1}$.

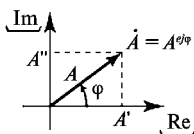


Рис. 2.8

$A = \sqrt{(A')^2 + (A'')^2}$ — модуль комплексного числа;

$\varphi = \arctg \frac{A''}{A'}$ — аргумент комплексного числа;

$A' = A \cos \varphi$ — действительная часть комплексного числа;

$A'' = A \sin \varphi$ — мнимая часть комплексного числа.

Сложение и вычитание комплексных чисел производится в алгебраической форме:

$$\dot{A}_1 = A'_1 + jA''_1; \quad \dot{A}_2 = A'_2 + jA''_2;$$

$$\dot{A}_1 \pm \dot{A}_2 = (A'_1 \pm A'_2) + j(A''_1 \pm A''_2).$$

Умножение и деление комплексных чисел производится в показательной форме:

$$\dot{A}_1 = A_1 e^{j\varphi_1}; \quad \dot{A}_2 = A_2 e^{j\varphi_2}.$$

При умножении комплексных чисел модули перемножаются $A_3 = A_1 \cdot A_2$, а аргументы складываются $\varphi_3 = \varphi_1 + \varphi_2$.

$$\dot{A}_3 = \dot{A}_1 \cdot \dot{A}_2 = A_1 A_2 e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)} = A_3 e^{j\varphi_3}.$$

При делении комплексных чисел $A_3 = A_1 / A_2$ — модуль числителя делится на модуль знаменателя, а $\varphi_3 = \varphi_1 - \varphi_2$ — из аргумента числителя вычитается аргумент знаменателя.

$$\dot{A}_3 = \dot{A}_1 / \dot{A}_2 = A_1 e^{j\varphi_1} / A_2 e^{j\varphi_2} = A_1 / A_2 e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} = A_3 e^{j\varphi_3}$$

Пример 2.3. В узле электрической цепи синусоидального тока сходятся пять ветвей, рис. 2.9. Заданы токи:

$$\begin{aligned} i_1 &= 10 \sin(314t + \pi/6), & i_2 &= 15 \sin(314t + \pi/2), \\ i_3 &= 5 \sin(314t + \pi/4), & i_4 &= 5 \sin(314t - \pi/4). \end{aligned}$$

Определить i_5 и показание амперметра.

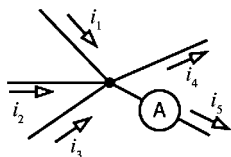


Рис. 2.9

Решение. По первому закону Кирхгофа $i_1 + i_2 + i_3 - i_4 - i_5 = 0$, откуда

$$i_5 = i_1 + i_2 + i_3 - i_4.$$

Сложение тригонометрических функций, синусоид, мгновенные значения которых заданы, сложно и громоздко. В комплексной форме эта операция производится легко.

Для нахождения неизвестного мгновенного значения тока i_5 запишем все заданные токи в комплексной показательной форме и тут же представим их в алгебраической форме, т.к. предстоит складывать токи.

$$i_{m1} = 10e^{j\pi/6} = 10 \cos \pi/6 + j10 \sin \pi/6 = 8,67 + j5,$$

$$i_{m2} = 15e^{j\pi/2} = 15 \cos \pi/2 + j15 \sin \pi/2 = j15,$$

$$i_{m3} = 5e^{j\pi/4} = 5 \cos \pi/4 + j5 \sin \pi/4 = 3,53 + j3,53,$$

$$i_{m4} = 5e^{-j\pi/4} = 5 \cos (-\pi/4) + j5 \sin (-\pi/4) = 3,53 - j3,53.$$

Находим ток i_{m5} в комплексной форме

$$\begin{aligned} i_{m5} &= i_{m1} + i_{m2} + i_{m3} - i_{m4} = 8,67 + j5 + j15 + 3,53 + j3,53 + 3,53 - j3,53 = \\ &= 15,73 + j20 = \sqrt{15,73^2 + 20^2} e^{j \arctg 20/15,73} = 25,44e^{j51,8^\circ}. \end{aligned}$$

Тогда

$$i_5 = 25,44 \sin(314t + 51,8^\circ).$$

В цепи синусоидального тока амперметр показывает действующее значение тока. Амперметр в пятой ветви покажет $I_5 = 25,44/\sqrt{2} = 17,99A$.

2.4. Синусоидальный ток в резистивном элементе R

В резистивном элементе (рис. 2.10) по закону Ома напряжение

$$u = R i.$$

Если ток синусоидален

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i), \quad (2.8)$$

$$u = R I_m \sin(\omega t + \psi_i) = U_m \sin(\omega t + \psi_u), \quad (2.9)$$

то напряжение тоже синусоидально.

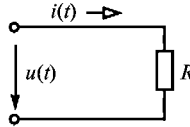


Рис. 2.10

В резистивном элементе напряжение и ток синусоидальны и совпадают по фазе, рис. 2.11.

Из уравнения (2.9) следует, что

$$\psi_u = \psi_i, \text{ и } \varphi = \psi_u - \psi_i = 0. \quad (2.10)$$

$$U_m = R I_m,$$

$$U = R I.$$

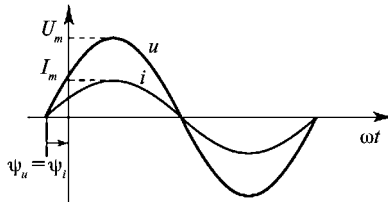


Рис. 2.11

Комплексные действующие значения тока \dot{I} и напряжения \dot{U}

$$\dot{I} = I e^{j\psi_i}, \quad \dot{U} = U e^{j\psi_u}$$

$$\dot{U} = R I e^{j(\psi_u = \psi_i)} = R I e^{j\psi_i} = R \dot{I}.$$

Закон Ома в комплексной форме

$$\dot{U} = \underline{Z}_R \dot{I}, \quad (2.11)$$

Z_R — комплексное сопротивление резистивного элемента,

$$\boxed{Z_R = R}, \quad (2.12)$$

R — активное сопротивление.

Векторная диаграмма

Векторная диаграмма показывает взаимное расположение векторов тока и напряжения на комплексной плоскости, рис. 2.12.

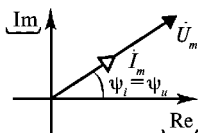


Рис. 2.12

Вектор комплексной амплитуды напряжения на резистивном элементе совпадает по направлению с вектором комплексной амплитуды тока и равен $U_m = R I_m$ произведению значений активного сопротивления и амплитуды тока.

Мощности резистивного элемента

Мгновенная мощность, 2.13

$$p = ui = U_m I_m \sin^2(\omega t + \psi_i) = \frac{U_m I_m}{2} (1 - \cos 2(\omega t + \psi_i)) = \quad (2.13)$$

$$= UI - UI \cos 2(\omega t + \psi_i).$$

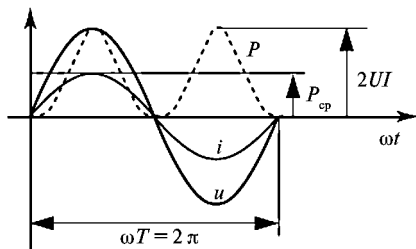


Рис. 2.13

Средняя мощность за период

$$P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = UI. \quad (2.14)$$

Средняя мощность P_{cp} называется активной и обозначается P .

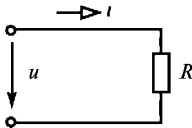


Рис. 2.14

Пример 2.4.

К резистивному элементу $R = 5$ Ом приложено напряжение $u = 100 \sin(314t + 30^\circ)$, рис. 2,14.

Определить: Z , I , i , построить векторную диаграмму.

Решение:

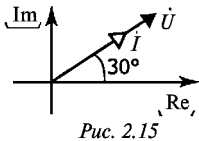


Рис. 2.15

$$Z = R; \quad \dot{U} = (100 / \sqrt{2})e^{j30^\circ};$$

$$i = \dot{U} / Z = ((100e^{j30^\circ}) / \sqrt{2}) / 5 = 10\sqrt{2}e^{j30^\circ};$$

$$I_m = I\sqrt{2} = 20; \quad i = 20 \sin(314t + 30^\circ).$$

Векторная диаграмма показана на рис. 2.15.

2.5. Синусоидальный ток в индуктивном элементе L

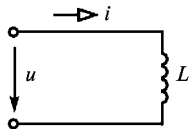


Рис. 2.16

Если ток в катушке (рис. 2.16) синусоидален

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

$$u = L \frac{di}{dt}$$

тогда напряжение равно

$$u = \omega L I_m \cos(\omega t + \psi_i) = \omega L I_m \sin(\omega t + \psi_i + \frac{\pi}{2}) = U_m \sin(\omega t + \psi_u),$$

где $U_m = \omega L I_m$, $\psi_u = \psi_i + \frac{\pi}{2}$.

Таким образом, в индуктивном элементе ток и напряжение синусоидальны.

$$\psi_u = \psi_i + \frac{\pi}{2}.$$

Напряжение опережает ток по фазе на $\frac{\pi}{2}$.

$$\varphi = \psi_u - \psi_i = \frac{\pi}{2} \tag{2.16}$$

$$U_m = \omega L I_m = X_L I_m; \quad U = X_L I.$$

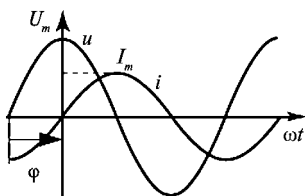


Рис. 2.17

Сдвиг по фазе между напряжением и током, (рис. 2.17)

$X_L = \omega L$ – *индуктивное сопротивление*, измеряется в Омах.

$$\dot{I} = I e^{j\psi_i}; \quad \dot{U} = U e^{j\psi_u};$$

$$\dot{U} = X_L I e^{j(\psi_i + \pi/2)} = X_L I e^{j\psi_i} \cdot e^{j\pi/2} = j X_L I = \underline{Z}_L \dot{I}.$$

Комплексные действующие значения тока \dot{I} и напряжения \dot{U}
 \underline{Z}_L – комплексное сопротивление индуктивного элемента

$$\boxed{\underline{Z}_L = j X_L}. \quad (2.17)$$

$$\dot{U} = \underline{Z}_L \dot{I}. \quad (2.18)$$

Закон Ома в комплексной форме

Векторная диаграмма показана на рис. 2.18.

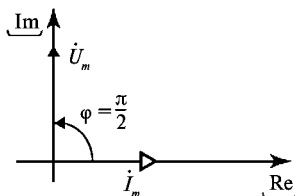


Рис. 2.18

Вектор комплексной амплитуды напряжения опережает вектор комплексной амплитуды тока на угол $\frac{\pi}{2}$ и его длина равна $U_m = X_L I_m$.

Мощность индуктивного элемента

Мгновенная мощность (рис. 2.19)

$$\begin{aligned} p &= u i = U_m I_m \sin(\omega t + \psi_i) \sin(\omega t + \psi_u) = \\ &= \frac{U_m I_m}{2} \cos \varphi - \frac{U_m I_m}{2} \cos(2\omega t + \psi_i + \psi_u) = -UI \sin 2(\omega t + \psi_i). \end{aligned} \quad (2.19)$$

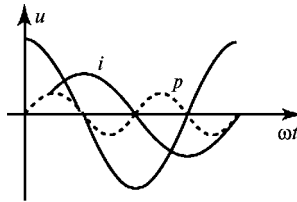


Рис. 2.19

В первую четверть периода индуктивный элемент потребляет электрическую энергию от источника, а во вторую четверть периода элемент возвращает энергию, запасённую в магнитном поле.

Пример 2.5.

К цепи с индуктивным элементом $L = 25,5$ мГн приложено напряжение $u = 16 \sin(314t + 40^\circ)$ В, рис. 2.20.

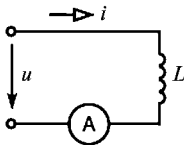


Рис. 2.20

Определить: \underline{Z} , \dot{I} , i , построить векторную диаграмму. Определить показание амперметра.

Решение.

$$\underline{Z} = jX_L; \quad X_L = \omega L = 314 \cdot 25,5 \cdot 10^{-3} = 8 \text{ Ом};$$

$$\underline{Z} = j8 = 8e^{j90^\circ}.$$

$$\dot{U}_m = 16e^{j40^\circ}.$$

$$\dot{i}_m = \dot{U}_m / \underline{Z} = 16e^{j40^\circ} / 8e^{j90^\circ} = 2e^{-j50^\circ}; \quad i = \sqrt{2} e^{-j50^\circ} = 1,41e^{-j50^\circ};$$

$$i = 2 \sin(314t - 50^\circ).$$

Амперметр покажет 1,41 А.

Векторная диаграмма приведена на рис. 2.21.

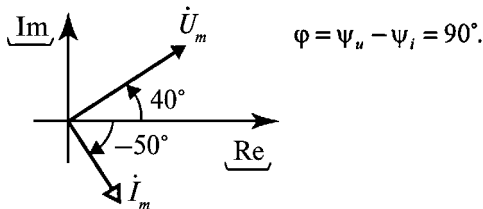


Рис. 2.21

2.6. Синусоидальный ток в ёмкостном элементе C

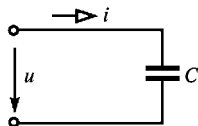


Рис. 2.22

Если напряжение на конденсаторе (рис. 2.22) синусоидально

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u),$$

тогда ток

$$i = C \frac{du}{dt}$$

равен

$$i = \omega C U_m \cos(\omega t + \psi_u) = \omega C U_m \sin(\omega t + \psi_u + \frac{\pi}{2}).$$

В ёмкостном элементе напряжение и ток синусоидальны;

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i), \tag{2.20}$$

где

$$I_m = \omega C U_m, \quad \psi_i = \psi_u + \frac{\pi}{2}.$$

В ёмкостном элементе ток опережает напряжение по фазе на угол $\frac{\pi}{2}$.

$$\psi_i = \psi_u + \frac{\pi}{2}.$$

Сдвиг по фазе между напряжением и током, (рис. 2.23)

$$\varphi = \psi_u - \psi_i = -\frac{\pi}{2}. \tag{2.21}$$

$$U_m = \frac{1}{\omega C} I_m = X_C I_m.$$

$X_C = \frac{1}{\omega C}$ – ёмкостное сопротивление, измеряемое в Омах.

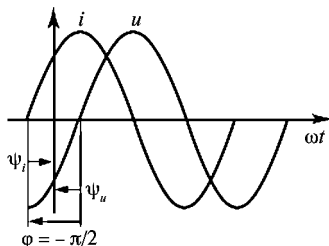


Рис. 2.23

Комплексные амплитуды тока \dot{I}_m и напряжения \dot{U}_m

$$\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}; \quad \dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}.$$

Учитывая, что $U_m = \frac{1}{\omega C} I_m$ и $\psi_u = \psi_i - \frac{\pi}{2}$, запишем

$$\dot{U}_m = \frac{1}{\omega C} I_m e^{j(\psi_i - \pi/2)} = \frac{1}{\omega C} I_m e^{j\psi_i} e^{-j\pi/2}.$$

А так как $e^{-j\pi/2} = -j$, получаем

$$\dot{U}_m = -j \frac{1}{\omega C} \dot{I}_m = \underline{Z}_C \dot{I}_m. \quad (2.22)$$

\underline{Z}_C – комплексное сопротивление ёмкостного элемента.

$$\underline{Z}_C = -j \frac{1}{\omega C} = -j X_C. \quad (2.23)$$

Закон Ома в комплексной форме

$$\dot{U} = \underline{Z}_C \dot{I} \quad (2.24)$$

Векторная диаграмма показана на рис. 2.24.

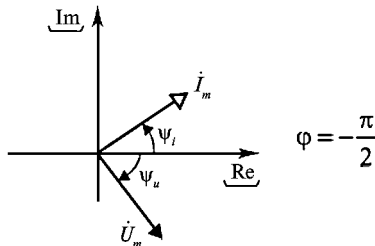


Рис. 2.24

Вектор комплексной амплитуды тока опережает вектор комплексной амплитуды напряжения на угол $\frac{\pi}{2}$ и его длина равна $I_m = U_m / X_C$.

Мощность ёмкостного элемента.

Мгновенная мощность p , рис. 2.25,

$$\begin{aligned} p &= ui = U_m I_m \sin(\omega t + \psi_i) \sin(\omega t + \psi_u) = \\ &= \frac{U_m I_m}{2} \cos \varphi - \frac{U_m I_m}{2} \cos(2\omega t + \psi_i + \psi_u) = \\ &= -UI \cos(2\omega t + \psi_i + \psi_i + \frac{\pi}{2}) = -UI \sin 2(\omega t + \psi_i). \end{aligned} \quad (2.25)$$

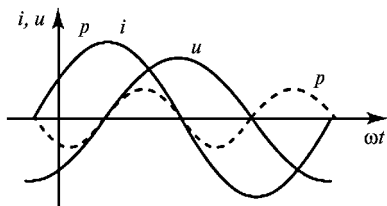


Рис. 2.25

Пример 2.6.

К цепи с ёмкостным элементом C (рис. 2.26) приложено напряжение

$$\dot{U} = 220e^{j\pi/4}, \quad f = 50 \text{ Гц}, \quad C = 318 \text{ мкФ.}$$

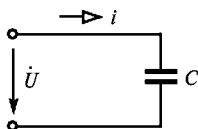


Рис. 2.26

Определить: Z, \dot{i}, i, u , построить векторную диаграмму.

Решение.

$$\underline{Z} = -jX_C; \quad X_C = 1/\omega C = 1/(314 \cdot 318 \cdot 10^{-6}) = 10 \text{ Ом}; \quad (\omega = 2\pi f = 314 \text{ с}^{-1}).$$

$$\underline{Z} = -j10 = 10e^{-j90^\circ} = 10e^{-j\pi/2};$$

$$\dot{i} = \dot{U} / \underline{Z} = 220e^{j\pi/4} / 10e^{-j\pi/2} = 22e^{j3\pi/4};$$

$$i = 22\sqrt{2} \sin(314t + 3\pi/4);$$

$$u = 220\sqrt{2} \sin(314t + \pi/4);$$

$$\varphi = \psi_u - \psi_i = -\frac{\pi}{2}.$$

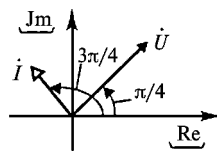



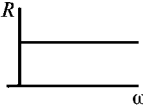
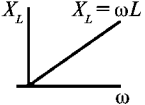
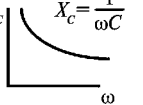
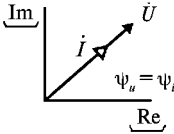
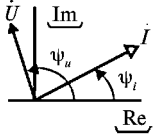
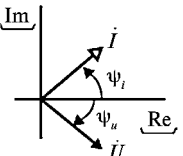


Рис. 2.27

Векторная диаграмма показана на рис. 2.27.

2.7. Сводная таблица соотношений между параметрами в цепи синусоидального тока с R, L, C элементами

Элемент	Резистивный R	Индуктивный L	Емкостной C
Обозначение			
Уравнение связи u, i	$u = Ri$	$u = L di / dt$	$i = C du / dt$
Закон Ома в комплексной форме	$\dot{U} = Ri = \underline{Z}_R i$	$\dot{U} = jX_L i = \underline{Z}_L i$	$\dot{U} = -jX_C i = \underline{Z}_C i$
Z – комплексное сопротивление	$\underline{Z}_R = R$	$\underline{Z}_L = jX_L = j\omega L$	$\underline{Z}_C = -jX_C = -j \frac{1}{\omega C}$
Зависимость $Z(\omega)$			
Векторная диаграмма			
	$\varphi = 0$	$\varphi = +\pi/2$	$\varphi = -\pi/2$

2.8. Мощность в цепи синусоидального тока

Мгновенная мощность p характеризует значение мощности в каждый момент времени (рис. 2.28)

$$p = u i . \quad (2.26)$$

При синусоидальных напряжении и токе

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u) ,$$

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

получаем

$$\begin{aligned}
 p &= U_m I_m \sin(\omega t + \psi_u) \sin(\omega t + \psi_i) = \\
 &= \frac{U_m I_m}{2} [\cos(\psi_u - \psi_i) - \cos(2\omega t + \psi_u + \psi_i)] = \\
 &= UI \cos \varphi - UI \cos(2\omega t + \psi_u + \psi_i) = \\
 &= UI \cos \varphi - S \sin(2\omega t + \psi_u + \psi_i + \frac{\pi}{2}).
 \end{aligned}
 \tag{2.27}$$

Средняя мощность P_{cp}

$$P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{UI}{T} \int_0^T [\cos \varphi - \sin(2\omega t + \psi_u + \psi_i + \frac{\pi}{2})] dt = UI \cos \varphi. \tag{2.28}$$

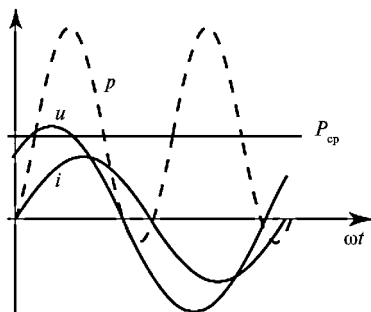


Рис. 2.28

Активная мощность P равна P_{cp} , она показывает преобразование электрической энергии в другие виды и измеряется в ваттах (Вт).

$$P = UI \cos \varphi = R I^2.$$

Реактивная мощность Q характеризует максимальную скорость обмена энергией между источником синусоидального тока и реактивными элементами (катушкой и конденсатором), измеряется в вольт-амперах реактивных (ВАр),

$$\begin{aligned}
 Q_L = X_L I^2 = UI \sin \varphi, \quad Q_C = -X_C I^2 = -UI \sin \varphi. \\
 Q = UI \sin \varphi.
 \end{aligned}
 \tag{2.29}$$

Полная мощность S

$$S = UI. \tag{2.30}$$

Измеряется в вольт-амперах (В·А).

Комплексная мощность S

$$\begin{aligned} \underline{S} &= \underline{S}e^{j\varphi} = \dot{U}I^* = UIe^{j\varphi} = & (2.31) \\ &= P + jQ. \end{aligned}$$

I^* – комплексно-сопряжённое значение комплекса тока.

Комплексная мощность \underline{S} в алгебраической форме равна сумме активной мощности (действительная часть) и реактивной (мнимая часть).

$$\begin{aligned} \text{Коэффициент мощности } \cos \varphi &= \frac{P}{S}. & (2.32) \\ \text{Тангенс } \varphi: \operatorname{tg} \varphi &= \frac{Q}{P}. \end{aligned}$$

Примеры 2.7.

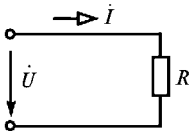


Рис. 2.29

1. Дано: $\dot{U} = 30e^{j\pi/6}$; $\dot{I} = 2e^{j\pi/6}$, рис. 2.29.

Определить: P , Q , S , \underline{S} .

Решение:

$$\varphi = \psi_u - \psi_i = 0,$$

$$P = UI \cos \varphi = 30 \cdot 2 \cdot \cos 0 = 60 \text{ Вт},$$

$$Q = UI \sin \varphi = 0,$$

$$S = UI = 60 \text{ ВА},$$

$$\underline{S} = 60.$$

В резистивном элементе реактивная мощность равна нулю, происходит необратимое преобразование электрической энергии.

2. Дано: $\dot{U} = 30e^{j\pi/6}$; $X_L = 3 \text{ Ом}$, рис. 2.30.

Определить: P , Q , S , \underline{S} .

Решение:

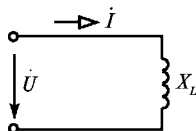


Рис. 2.30

$$\dot{I} = \dot{U} / jX_L = 30e^{j\pi/6} / 3e^{j\pi/2} = 10e^{-j\pi/3},$$

$$\varphi = \psi_u - \psi_i = \frac{\pi}{2}.$$

$$P = UI \cos \varphi = 30 \cdot 10 \cos \frac{\pi}{2} = 0,$$

$$Q = UI \sin \varphi = 30 \cdot 10 \sin \frac{\pi}{2} = 300 \text{ ВАр},$$

$$S = UI = 300 \text{ ВА},$$

$$\underline{S} = j300.$$

В индуктивном элементе активная мощность равна нулю, а реактивная положительна ($Q > 0$).

В этом элементе происходит накопление электрической энергии в виде энергии магнитного поля.

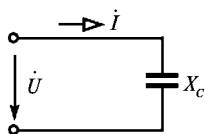


Рис. 2.31

3. Дано: $\dot{U} = 30e^{j\pi/6}$; $X_C = 3$ Ом, рис. 2.31.

Определить: P , Q , S , \underline{S} .

Решение:

$$\dot{I} = \dot{U} / (-jX_C) = 30e^{j\pi/6} / (3e^{-j\pi/2}) = 10e^{j2\pi/3},$$

$$\varphi = \psi_u - \psi_i = -\frac{\pi}{2}.$$

$$P = UI \cos \varphi = 30 \cdot 10 \cos \left(-\frac{\pi}{2} \right) = 0,$$

$$Q = UI \sin \varphi = 30 \cdot 10 \sin \left(-\frac{\pi}{2} \right) = -300 \text{ ВАр}, \quad Q < 0$$

$$S = UI = 300 \text{ ВА},$$

$$\underline{S} = -j300.$$

В ёмкостном элементе ($P = 0$, $Q < 0$) происходит накопление электрической энергии в виде энергии электрического поля.

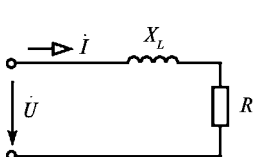


Рис. 2.32

4. Дано: $\dot{U} = 50e^{j3\pi/8}$; $\dot{I} = 2\sqrt{2}e^{j\pi/8}$, рис. 2.32.

Определить: P , Q , S , \underline{S} .

Решение:

$$\varphi = 3\pi/8 - \pi/8 = \pi/4,$$

$$P = UI \cos \varphi = 50 \cdot 2\sqrt{2} \cos(\pi/4) = 100 \text{ Вт},$$

$$Q = UI \sin \varphi = 50 \cdot 2\sqrt{2} \sin(\pi/4) = 100 \text{ ВАр},$$

$$S = UI = 100\sqrt{2} \text{ ВА},$$

$$\underline{S} = P + jQ = 100 + j100.$$

Баланс мощностей

Комплексная мощность источников

$$\sum \dot{E}_i I_i^* \quad (2.33)$$

Комплексная мощность приёмников

$$\sum \underline{Z}_i I_i^2 = \sum P_i + j \sum Q_i = \sum \dot{U}_i I_i^* \quad (2.34)$$

Сумма мощностей источников равна сумме мощностей приёмников.

$$\sum \dot{E}_i I_i^* = \sum \underline{Z}_i I_i^2. \quad (2.35)$$

Мощность источника берется со знаком плюс (+), если направления ЭДС и тока совпадают и со знаком минус (-), если они противоположны.

2.9. Законы, принципы, методы анализа цепей синусоидального тока в комплексной форме

Все принципы и методы расчета линейных цепей постоянного тока применимы к линейным цепям переменного тока одной частоты при переходе к комплексным уравнениям цепей переменного синусоидального тока. При этом во всех уравнениях вместо I , J , U и E следует писать комплексные изображения синусоид \dot{I} , \dot{J} , \dot{U} и \dot{E} .

Закон Ома

Комплексное напряжение \dot{U} на участке электрической цепи равно комплексному сопротивлению \underline{Z} этого участка умноженному на комплексный ток в нем

$$\dot{U} = \underline{Z} \dot{I}.$$

Законы Кирхгофа

Первый закон Кирхгофа: *алгебраическая сумма комплексных токов в узле равна нулю*

$$\sum \dot{I}_i = 0; \quad (2.37)$$

Второй закон Кирхгофа: *алгебраическая сумма комплексных напряжений ($\dot{U}_i = \underline{Z}_i \dot{I}_i$) в замкнутом контуре равна алгебраической сумме комплексных ЭДС (\dot{E}_i)*

$$\sum \underline{Z}_i \dot{I}_i = \sum \dot{E}_i. \quad (2.38)$$

Принцип суперпозиции (наложения)

Комплексный ток в любой ветви электрической цепи \dot{I}_i равен алгебраической сумме комплексных токов в этой ветви под действием каждого источника в отдельности

$$\dot{I}_i = \dot{I}_i^{(1)} + \dot{I}_i^{(2)} + \dots + \dot{I}_i^{(n)}. \quad (2.39)$$

$\dot{I}_i^{(k)}$ — ток i -той ветви только под действием источника \dot{E}_k , при равенстве нулю всех остальных источников ($\dot{E}_i = 0 \quad i \neq k$).

Принцип активного двухполюсника или эквивалентного генератора.

Любая часть электрической цепи, рассматриваемая относительно двух полюсов как *активный двухполюсник*, эквивалентна последовательному соединению эквивалентного источника ЭДС \dot{E}_3 и входного комплексного сопротивления $Z_{вх}$, при этом эквивалентная ЭДС равна напряжению между полюсами в режиме холостого хода ($\dot{E}_3 = \dot{U}_x$), $Z_{вх}$ — входное комплексное сопротивление пассивного двухполюсника, когда $\dot{E}_i = 0$, рис. 2.33.

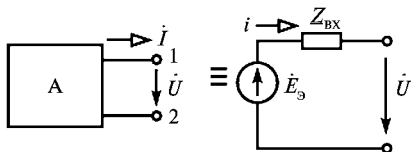


Рис. 2.33

Напряжение между двумя узлами

Напряжение между узлами в электрической цепи, имеющей *только два узла*, равно

$$\dot{U}_{12} = \frac{\sum \frac{\dot{E}_i}{Z_i}}{\sum \frac{1}{Z_i}}. \quad (2.40)$$

Баланс мощностей

Комплексная мощность источников цепи синусоидального тока $\underline{S} = \sum \dot{E}_i I_i^*$ равна сумме комплексных мощностей всех приёмников

$$\sum \dot{E}_i I_i^* = \sum Z_i I_i^2. \quad (2.41)$$

2.10. Измерение тока, напряжения, мощности в цепях синусоидального тока

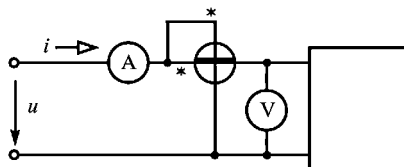


Рис. 2.34

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u),$$

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

Амперметры и вольтметры (рис. 2.34) измеряют *действующие значения тока и напряжения*. Идеальный амперметр имеет нулевое внутреннее сопротивление ($\dot{U}_A = 0$), идеальный вольтметр – бесконечно большое внутреннее сопротивление ($\dot{I}_V = 0$).

Ваттметр имеет 2 обмотки (рис. 2.35):



Рис. 2.35

токовая обмотка включается в цепь последовательно $\dot{I}_w = I_w e^{j\omega t}$;

обмотка напряжения – включается параллельно $\dot{U}_w = U_w e^{j\omega t}$.

Начала обмоток помечаются звёздочками.

Ваттметр W показывает произведение тока I_w на напряжение U_w и на косинус угла между ними

$$\begin{aligned} \Phi_w &= \Psi_{uw} - \Psi_{i_w} \\ P_w &= U_w I_w \cos \psi_w = \operatorname{Re}\{\dot{U}_w \dot{I}_w^*\} \end{aligned} \quad (2.42)$$

2.11. Последовательное соединение R , L , C элементов

К цепи (рис. 2.36) приложено синусоидальное напряжение

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u),$$

$$\dot{U} = U e^{j\psi_u}.$$

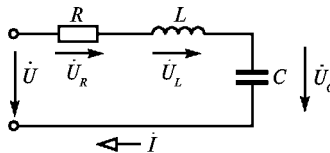


Рис. 2.36

Эквивалентное комплексное сопротивление цепи при последовательном соединении определяется как сумма комплексных сопротивлений отдельных элементов.

$$\underline{Z}_\Sigma = \sum \underline{Z}_i. \quad (2.43)$$

$$\underline{Z}_\Sigma = \underline{Z}_R + \underline{Z}_L + \underline{Z}_C.$$

Комплексный ток в цепи определяется по закону Ома

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}_\Sigma} = \frac{\dot{U}}{R + jX_L - jX_C}. \quad (2.44)$$

Комплексные напряжения на элементах цепи

$$\begin{aligned}\dot{U}_R &= \underline{Z}_R \dot{I} = R \dot{I}, \\ \dot{U}_L &= \underline{Z}_L \dot{I} = jX_L \dot{I}, \\ \dot{U}_C &= \underline{Z}_C \dot{I} = -jX_C \dot{I}.\end{aligned}$$

Векторная диаграмма.

Построение векторной диаграммы тока и напряжений при последовательном соединении целесообразно начинать с построения вектора тока, рис. 2.37.

\dot{U}_R совпадает по направлению с током,

\dot{U}_L опережает ток на 90° ,

\dot{U}_C отстает от тока на угол 90° .

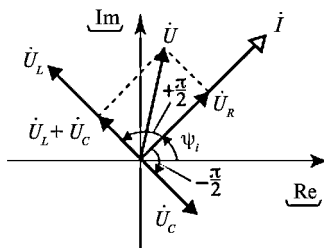


Рис. 2.37

По второму закону Кирхгофа $\dot{U} = \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C$ и может быть построено путем сложения трех векторов \dot{U}_R , \dot{U}_L и \dot{U}_C .

Перед построением векторов напряжений и тока выбираются *масштабы*, которые для *тока и напряжения* всегда *различны*.

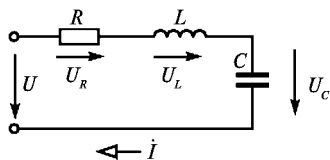


Рис. 2.38

Пример 2.8.

В электрической цепи, (рис. 2.38):

$R = 5$ Ом,

$L = 15,9$ мГн,

$C = 318$ мкФ,

$u = 100 \sin(314 t + \pi/4)$.

Определить i , u_R , u_L , u_C и построить векторную диаграмму.

Решение:

Все расчеты проводим в комплексной форме. Записываем комплексные сопротивления элементов цепи

$$\underline{Z}_R = 5; \quad \underline{Z}_L = j\omega L = jX_L,$$

$$X_L = \omega L = 314 \cdot 15,9 \cdot 10^{-3} = 5 \text{ Ом},$$

$$\underline{Z}_L = j5 = 5e^{j90^\circ},$$

$$\underline{Z}_C = -jX_C,$$

$$X_C = \frac{1}{314 \cdot 318 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ Ом},$$

$$\underline{Z}_C = -j10 = 10e^{-j90^\circ}.$$

Эквивалентное сопротивление цепи

$$\underline{Z}_s = \underline{Z}_R + \underline{Z}_L + \underline{Z}_C = 5 + j5 - j10 = 5 - j5 =$$

$$= \sqrt{(5^2 + 2^2)} e^{j \arctg(-5/5)} = 5\sqrt{2} e^{-j45^\circ},$$

$\underline{Z}_s = 5 - j5$ – алгебраическая форма,

$\underline{Z}_s = 5\sqrt{2} e^{-j45^\circ}$ – показательная форма.

Комплексное напряжение

$$\dot{U} = (100 / \sqrt{2}) e^{j45^\circ} = 50\sqrt{2} e^{j45^\circ}.$$

По закону Ома находим ток

$$\dot{i} = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}_s} = (50\sqrt{2} e^{j45^\circ}) / (5\sqrt{2} e^{-j45^\circ}) = 10e^{j90^\circ}.$$

Комплексные напряжения на элементах R, L, C

$$\dot{U}_R = \underline{Z}_R \dot{i} = 5 \cdot 10e^{j90^\circ} = 50e^{j90^\circ},$$

$$\dot{U}_L = \underline{Z}_L \dot{i} = 5e^{j90^\circ} \cdot 10e^{j90^\circ} = 50e^{j180^\circ},$$

$$\dot{U}_C = \underline{Z}_C \dot{i} = 10e^{-j90^\circ} \cdot 10e^{j90^\circ} = 100.$$

Мгновенные значения тока и напряжений

$$i = 10\sqrt{2} \sin(314t + 90^\circ),$$

$$u_R = 50\sqrt{2} \sin(314t + 90^\circ),$$

$$u_L = 50\sqrt{2} \sin(314t + 180^\circ),$$

$$u_C = 100\sqrt{2} \sin(314t).$$

Векторная диаграмма последовательного соединения R, L, C элементов показана на рис. 2.39.

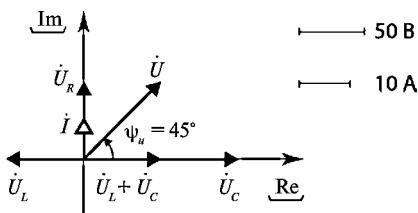


Рис. 2.39

2.12. Параллельное соединение R, L, C элементов

Ко всем элементам (рис. 2.40) приложено одно и то же синусоидальное напряжение

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u),$$

$$\dot{U} = (U_m / \sqrt{2}) e^{j\psi_u}.$$

По закону Ома токи в ветвях:

$$\dot{I}_R = \dot{U} / \underline{Z}_R = \dot{U} / R = G\dot{U},$$

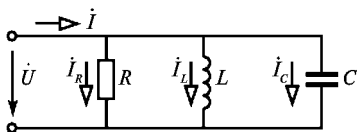


Рис. 2.40

$G = 1/R$ – активная проводимость;

$$\dot{I}_L = \dot{U} / \underline{Z}_L = \dot{U} / (j\omega L) = -jB_L\dot{U},$$

$B_L = 1/(\omega L)$ – реактивная проводимость индуктивного элемента;

$$\dot{I}_C = \dot{U} / \underline{Z}_C = \dot{U} / (-j / \omega C) = jB_C\dot{U},$$

$B_C = \omega C$ – реактивная проводимость ёмкостного элемента.

По первому закону Кирхгофа

$$\dot{I} = \dot{I}_R + \dot{I}_L + \dot{I}_C = G\dot{U} - jB_L\dot{U} + jB_C\dot{U} = \{G + j(B_C - B_L)\}\dot{U} = \underline{Y}\dot{U},$$

$$\underline{Y} = G + jB_C - jB_L = \text{комплексная проводимость.} \quad (2.45)$$

Векторная диаграмма параллельного соединения R, L, C элементов дана на рис. 2.41.

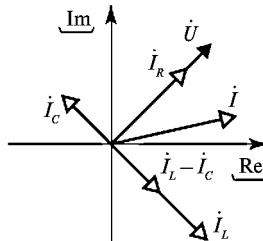


Рис. 2.41

Пример: 2.9.

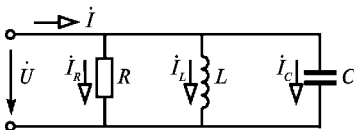


Рис. 2.42

В электрической цепи (рис. 2.42):

$$R = 10 \text{ Ом};$$

$$L = 31,8 \text{ мГн};$$

$$C = 159 \text{ мкФ};$$

$$\omega = 314 \text{ рад/с};$$

$$\dot{U} = 100 e^{j\pi/2}.$$

Определить: \underline{Y} , комплексные и мгновенные значения токов; построить векторную диаграмму.

Решение.

$$1. \quad \underline{Z}_R = 10; \quad G = 0,1.$$

$$\dot{I}_R = \dot{U} / \underline{Z}_R = \dot{U} / R = G\dot{U},$$

$$\dot{I}_R = 100e^{j\pi/2} \cdot 0,1 = 10e^{j\pi/2} = 10j.$$

$$2. \quad \underline{Z}_L = j\omega L = j314 \cdot 31,8 \cdot 10^{-3} = 10j,$$

$$B_L = 0,1,$$

$$\dot{I}_L = \dot{U} / \underline{Z}_L = -jB_L\dot{U} = -j0,1 \cdot 100e^{j\pi/2} = 10.$$

$$3. \quad \underline{Z}_C = -j \frac{1}{\omega C} = -j \frac{1}{314 \cdot 159 \cdot 10^{-6}} = -j20 = 20e^{-j\pi/2}$$

$$B_C = 0,05,$$

$$\dot{I}_C = \dot{U} / \underline{Z}_C = jB_C\dot{U} = 100e^{j\pi/2} / 20e^{-j\pi/2} = 5e^{j\pi} = -5.$$

$$4. \quad \dot{I} = \dot{I}_R + \dot{I}_L + \dot{I}_C = 10j + 10 + (-5) = 5 + j10 = 11,18e^{j63,4^\circ}.$$

Иначе, определив комплексную проводимость

$$\underline{Y} = G + j(B_C - B_L) = 0,1 + j(0,05 - 0,1) = 0,1 - j0,05 = 0,1118e^{-j26,6^\circ},$$

можно определить ток

$$\underline{i} = \underline{Y}\underline{U} = 0,1118e^{-j26,6^\circ} \cdot 100e^{j90^\circ} = 11,18e^{j63,4^\circ}.$$

Векторная диаграмма приведена на рис 2.43.

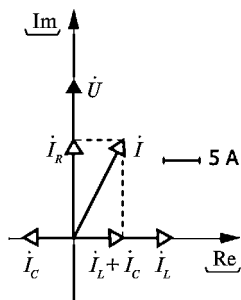


Рис. 2.43

Мгновенные значения напряжения и токов:

$$u = 100\sqrt{2} \sin(314t + 90^\circ),$$

$$i_R = 10\sqrt{2} \sin(314t + 90^\circ),$$

$$i_L = 10\sqrt{2} \sin 314t,$$

$$i_C = 5\sqrt{2} \sin(314t + \pi),$$

$$i = 11,18\sqrt{2} \sin(314t + 63,4^\circ).$$

2.13. Схемы замещения реальных индуктивных катушек и конденсаторов

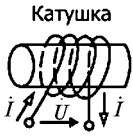
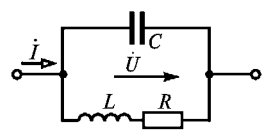
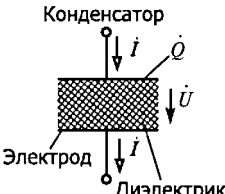
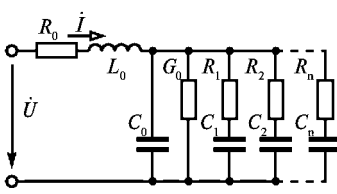
Характеристики реальных индуктивных катушек и конденсаторов могут существенно отличаться от характеристик идеальных индуктивных и ёмкостных элементов. Для учета этих отличий применяют схемы замещения реальных элементов, состоящие из идеальных резистивных, индуктивных и ёмкостных элементов.

Индуктивная катушка. Простейшая схема замещения катушки, учитывающая сопротивление провода катушки R , потокосцепление Ψ , обуславливающее ее индуктивность $L = \Psi/i$, и электрическую ёмкость

С между витками катушки, представлена в табл. 2.2. Схема замещения соответствует параллельному контуру. Катушка представляет собой индуктивно-резистивный элемент только при частотах

$$\frac{R}{L} < \omega < \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - CR^2/L} \quad (2.46)$$

Таблица 2.2. Схемы замещения и комплексные сопротивления реальных катушек и конденсаторов

Реальный элемент	Схема замещения	Комплексное сопротивление
<p>Катушка</p> 		$\underline{Z} = 1 / \underline{Y};$ $\underline{Y} = j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L}$
<p>Конденсатор</p> 		$\underline{Z} = \underline{Z}_0 + 1 / \underline{Y}; \quad \underline{Y} = G_0 +$ $+ j\omega C_0 + \sum_{i=1}^n \frac{j\omega C_i}{1 + j\omega \tau_i};$ $\underline{Z}_0 = R_0 + j\omega L_0$

В этом диапазоне частот катушка может быть представлена более простой схемой замещения, состоящей из последовательного соединения индуктивного и резистивного элементов. Катушка характеризуется её добротностью $Q_L = X_L/R = \omega L/R$, которая изменяется с изменением частоты.

Конденсатор. Конденсатор представляет собой две металлические обкладки, разделенные тонким слоем диэлектрика.

Схема замещения реального конденсатора представлена в таблице 2.2.

R_0 соответствует сопротивлениям обкладок и выводов. L_0 обусловлена магнитным полем, созданным током в конденсаторе. Эти величины весьма малы и в большинстве случаев ими можно пренебречь.

Ёмкость C_0 соответствует процессу мгновенной поляризации и току смещения в вакууме. Её также называют геометрической ёмкостью конденсатора.

Проводимость G_0 — сквозная проводимость тока утечки. Для хороших диэлектриков она близка нулю.

Последовательные $R_i C_i$ — цепочки соответствуют различным видам поляризации диэлектрика.

Комплексное сопротивление конденсатора

$$\underline{Z} = R_0 + j\omega L_0 + \frac{1}{Y} = \frac{1}{G_c + jB_c},$$

где

$$Y = G_0 + j\omega C_0 + \sum_{i=1}^n \frac{j\omega C_i}{1 + j\omega\tau_i},$$

$$\tau_i = R_i C_i.$$

Качество конденсатора характеризуют его тангенсом угла потерь $\delta = \frac{\pi}{2} - |\varphi|$ или добротностью Q_c

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{G_c}{B_c} = \frac{1}{Q_c}. \quad (2.47)$$

На практике конденсатор может быть представлен более простой схемой замещения, состоящей из последовательного или параллельного соединения резистивного и ёмкостного элементов.

2.14. Резонансы напряжений и токов

Резонансом в электрической цепи, содержащей катушки индуктивности и конденсаторы, называют такой режим, когда ток и напряжение на входных зажимах цепи совпадают по фазе $\psi_u = \psi_i$.

Следовательно, при этом $\varphi = \psi_u - \psi_i = 0$, $\underline{Z}_{\text{ВХ}} = R_{\text{ЭКВ}}$, $X_{\text{ЭКВ}} = 0$, $\cos \varphi = 1$.

Резонанс напряжений

При последовательном соединении катушки индуктивности и конденсатора в цепи (рис. 2.44), может возникать резонанс напряжений.

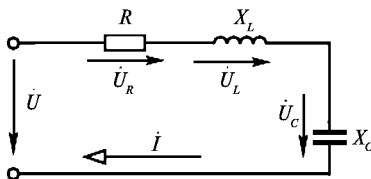


Рис. 2.44

Эквивалентное комплексное сопротивление цепи зависит от частоты ω , индуктивности L и ёмкости C .

$$\underline{Z}_9 = R + j\omega L - j(1/\omega C),$$

ток в цепи

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{R + j\omega L - \frac{j}{\omega C}}.$$

При резонансе $\omega L = 1/\omega C$, т.е. $X_L = X_C$, сопротивление $\underline{Z}_9 = R$, $X_{\text{эkv}} = X_L - X_C = 0$ и напряжение \dot{U} и ток \dot{I} совпадают по фазе.

$$\dot{I}_{\text{рез}} = \frac{\dot{U}}{R}, \quad (2.48)$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} = 0. \quad (2.49)$$

Обеспечить режим резонанса можно, выбирая ω , L или C , которые связаны соотношением

$$\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.50)$$

На этой частоте наблюдается максимум тока.

На рис. 2.45 приведены зависимости I , U_R , U_L , U_C от частоты

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}},$$

$$U_R = \frac{UR}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}},$$

$$U_L = \frac{U\omega L}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}},$$

$$U_C = \frac{U}{\omega C \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

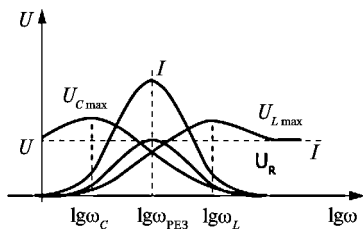


Рис. 2.45

Напряжение на конденсаторе изменяется начиная со значения напряжения U на входе RLC -цепи, увеличивается, достигает максимума на частоте $\omega_C < \omega_{PE3}$, а потом уменьшается, стремясь к нулю с ростом частоты.

$$\omega_C = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{R^2 C}{2L}}, \quad \omega_0 = \omega_{PE3} \quad (2.51)$$

Напряжение на индуктивном элементе с ростом частоты увеличивается от нуля, достигает максимума при $\omega_L > \omega_{PE3}$, а далее с ростом частоты стремится к напряжению на входе U .

$$\omega_L = \omega_0 \sqrt{\frac{1}{1 - R^2 C / 2L}}. \quad (2.52)$$

Максимумы напряжений на катушке и конденсаторе наблюдаются на частотах отличных от частоты резонанса напряжений.

$$U_{Cmax} = U_{Lmax} = \frac{\sqrt{2}U}{R \sqrt{\left(\frac{C}{L}\right) \left(1 - \frac{R^2 C}{4L}\right)}}. \quad (2.53)$$

На рис. 2.46 приведены зависимости I , U_R , U_L , U_C при изменении ёмкости конденсатора.

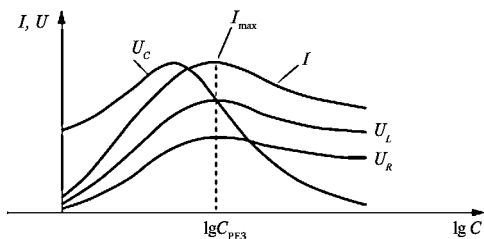


Рис. 2.46

При резонансе напряжений отношение амплитуд напряжений на индуктивности и конденсаторе к амплитуде источника U_m равно добротности цепи

$$Q_d = \sqrt{\frac{L}{R^2 C}}$$

$$Q_d = \frac{U_{mC}(\omega_{рез})}{U_m} = \frac{U_{mL}(\omega_{рез})}{U_m}.$$

Мощность $P = UI \cos \varphi$ при резонансе максимальна (т.к. $\cos \varphi = 1$). Реактивная мощность $Q = UI \sin \varphi$ при резонансе равна нулю, т. к. реактивная мощность катушки индуктивности $Q_L = X_L I^2$ и конденсатора $Q_C = X_C I^2$ равны.

Мгновенные мощности L и C в любой момент времени равны между собой, но противоположны по знаку. Происходит обмен энергией между магнитным полем катушки и электрическим полем конденсатора без потребления энергии от источника, которая преобразуется при резонансе только в активном сопротивлении R .

Изменяя L или C можно настроить контур на ту или иную резонансную частоту и усиливать ток на этой частоте.

Векторные диаграммы тока и напряжения показаны на рис. 2.47.

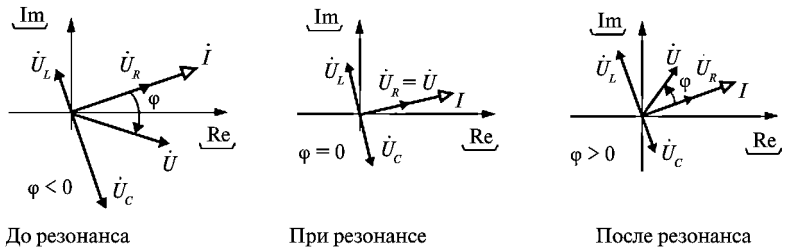


Рис. 2.47

Резонанс токов

При параллельном соединении индуктивного элемента и конденсатора (рис. 2.48) в цепи синусоидального тока может возникать резонанс токов, рис. 2.49.

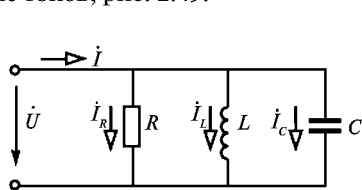


Рис. 2.48

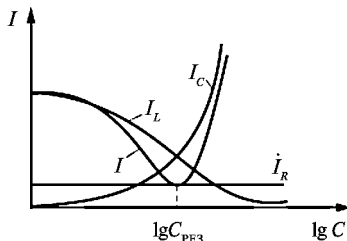
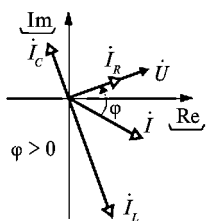


Рис. 2.49

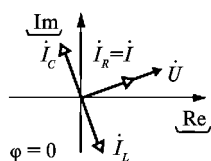
$$\dot{i} = \dot{i}_R + \dot{i}_L + \dot{i}_C = \dot{U} \left(\frac{1}{R} - j \frac{1}{\omega L} + j \omega C \right).$$

При резонансе $\omega_{PE3} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ток минимален ($\dot{i}_L + \dot{i}_C = 0$) и совпадает по фазе с напряжением.

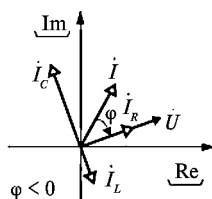
Векторная диаграмма токов и напряжения приведена на рис. 2.50.



До резонанса



При резонансе



После резонанса

Рис. 2.50

В режиме резонанса токов рассматриваемая цепь ведет себя по отношению к источнику питания так, как будто он состоит только из элементов с активной проводимостью $G = 1/R$. В действительности в параллельных ветвях с L и C элементами могут протекать токи даже превышающие ток в источнике питания. Но эти токи всегда противоположны по фазе друг другу ($\dot{i}_L + \dot{i}_C = 0$). Это означает, что через каждую четверть периода происходит обмен энергиями между магнитным

полем катушки индуктивности и электрическим полем конденсатора, который поддерживается напряжением U источника питания.

Резонансы находят применение:

- для повышения коэффициента мощности (компенсация реактивной мощности) линий или устройств;
- для измерения частоты, индуктивности, ёмкости или активного сопротивления;
- для фильтрации в электрических цепях.

2.15. Падение и потеря напряжения при передаче электроэнергии

Схема линии передачи электроэнергии от источника к приёмнику показана на рис. 2.51 а. Схема замещения без учёта ёмкости и проводимости изоляции линии изображена на рис. 2.51 б, где $R_{л}$ и $X_{л}$ – активное и индуктивное сопротивления линии ($Z_{л} = R_{л} + jX_{л}$); $Z_{п} = R_{п} + jX_{п}$ – комплексное сопротивление приёмника.

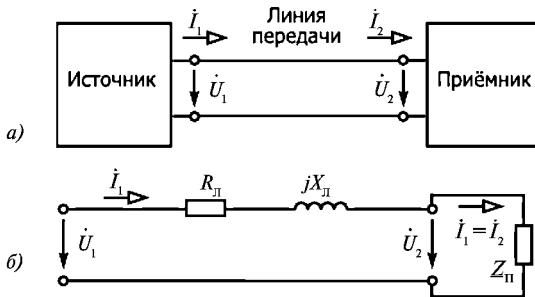


Рис. 2.51

Падением напряжения называют модуль разности комплексов напряжений в начале и конце линии:

$$|\Delta \dot{U}| = |\dot{U}_1 - \dot{U}_2| = Z_{л} I = \frac{Z_{л}}{Z_{п}} U_2. \quad (2.54)$$

Падение напряжения всегда положительно.

Потерей напряжения называют разность модулей комплексов напряжений в начале и конце линии:

$$\Delta U = U_1 - U_2 = (1 + |Z_{л} / Z_{п}| - 1) U_2. \quad (2.55)$$

Потеря напряжения в зависимости от вида приёмника может иметь различные знаки. При индуктивной нагрузке ($\varphi_{\Pi} > 0$), $\Delta U > 0$, при ёмкостной нагрузке ($\varphi_{\Pi} < 0$) потеря напряжения ΔU может оказаться отрицательной.

Так как большинство современных потребителей электроэнергии носит индуктивный характер ($\varphi_{\Pi} > 0$), то $X_{\Pi} > 0$ и коэффициент мощности $\cos \varphi_{\Pi} < 1$. Чем меньше реактивная мощность приёмника $Q_{\Pi} = X_{\Pi} I_2^2 = \sqrt{S_{\Pi}^2 - P_{\Pi}^2}$, тем лучше используются возможности источника электрической энергии.

Для компенсации реактивной мощности приёмника и тем самым повышения его $\cos \varphi_{\Pi}$ параллельно приёмнику (сопротивление $Z_{\Pi} = R_{\Pi} + jX_{\Pi}$) включают батарею конденсаторов с общим реактивным ёмкостным сопротивлением $X_C = 1/\omega C$. Реактивная мощность приёмника уменьшается, и от источника может быть получена большая активная мощность.

2.16. Примеры анализа цепей синусоидального тока

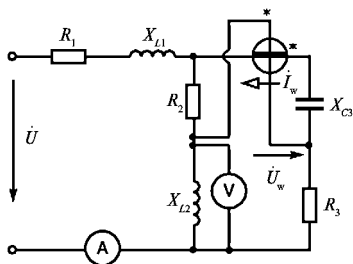


Рис. 2.52

Пример 2.10.

В электрической цепи, схема которой приведена на рис. 2.52, известны сопротивления всех элементов:

$$R_1 = 10 \text{ Ом}; R_2 = 3 \text{ Ом}; R_3 = 5 \text{ Ом};$$

$$X_{L1} = 20 \text{ Ом}; X_{L2} = 4 \text{ Ом}; X_{C3} = 5 \text{ Ом}.$$

Напряжение $u = 100 \sin(314 t + 30^\circ)$.

Определить показания всех приборов.

Решение.

Считая все приборы идеальными, $R_A = 0$, $R_V = \infty$, $R_{WA} = 0$, $R_{WV} = \infty$, нарисуем схему без приборов, рис. 2.53.

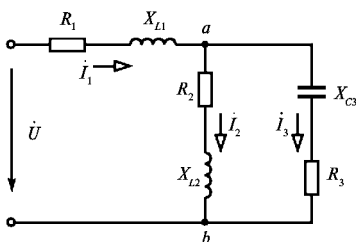


Рис. 2.53

Цепь имеет 2 узла и 3 ветви.

Комплексные сопротивления ветвей:

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_{R1} + \underline{Z}_{L1} = R_1 + jX_{L1} = 10 + j20,$$

$$\underline{Z}_2 = \underline{Z}_{R2} + \underline{Z}_{L2} = R_2 + jX_{L2} = 3 + j4 =$$

$$= \sqrt{3^2 + 4^2} e^{j \arctg 4/3} = 5 e^{j53^\circ},$$

$$\underline{Z}_3 = \underline{Z}_{R3} + \underline{Z}_{C3} = R_3 - jX_{C3} =$$

$$= 5 - j5 = 5\sqrt{2} e^{-j45^\circ}.$$

Для нахождения неизвестных токов $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_3$ проведём структурные преобразования и определим эквивалентное сопротивление Z_{Σ} , рис. 2.54.

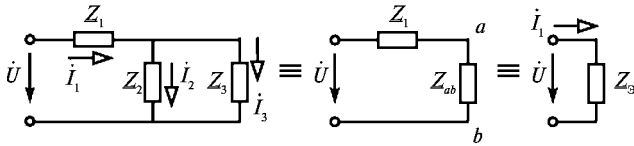


Рис. 2.54

$$\begin{aligned} Z_{ab} &= (Z_2 \cdot Z_3) / (Z_2 + Z_3) = (5e^{j53^\circ} \cdot 5\sqrt{2}e^{-j45^\circ}) / (3 + j4 + 5 - j5) = \\ &= (25\sqrt{2}e^{j8^\circ}) / (8 - j) = 25\sqrt{2}e^{j8^\circ} / (\sqrt{8^2 + 1^2}e^{-j \arctg 1/8}) = \\ &= (25\sqrt{2}e^{j8^\circ}) / (8,06e^{-j7^\circ}) = 4,39e^{j15^\circ} = 4,24 + j1,14. \end{aligned}$$

$$\underline{Z}_{\Sigma} = Z_1 + \underline{Z}_{ab} = 10 + j20 + 4,24 + j1,14 = 14,24 + j21,14 = 25,49e^{j56^\circ}.$$

Находим токи и напряжения

$$u = 100 \sin(314t + 30^\circ), \quad \dot{U} = \frac{100}{\sqrt{2}} e^{j30^\circ} = 70,7e^{j30^\circ},$$

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}_{\Sigma}} = \frac{70,7e^{j30^\circ}}{25,49e^{j56^\circ}} = 2,77e^{-j26^\circ},$$

$$\dot{U}_{ab} = \underline{Z}_{ab} \dot{I}_1 = 4,39e^{j15^\circ} \cdot 2,77e^{-j26^\circ} = 12,17e^{-j11^\circ},$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_{ab}}{\underline{Z}_2} = \frac{12,17e^{-j11^\circ}}{5e^{j53^\circ}} = 2,43e^{-j64^\circ},$$

$$\dot{I}_3 = \frac{\dot{U}_{ab}}{\underline{Z}_3} = \frac{12,17e^{-j11^\circ}}{5\sqrt{2}e^{-j45^\circ}} = 1,72e^{j34^\circ}.$$

Амперметр покажет $I_1 = 2,77$ А.

Вольтметр подключен к катушке индуктивности во второй ветви.

$$\dot{U}_V = \dot{U}_{L2} = \underline{Z}_{L2} \dot{I}_2 = jX_{L2} \dot{I}_2 = 4e^{j90^\circ} \cdot 2,43e^{-j64^\circ} = 9,72e^{j26^\circ}.$$

Вольтметр покажет $U_{L2} = 9,72$ В.

Определение показания ваттметра.

Токовая обмотка ваттметра включена в третью ветвь. Положительное направление тока в ваттметре принимается от начала обмотки, помеченного звездочкой * к концу обмотки

$$I_w = -i_3 = 1,72e^{j214^\circ}.$$

Начало обмотки напряжения (также помечено звёздочкой) подключено между R_2 и X_{L2} , а конец между R_3 и X_C . По второму закону Кирхгофа

$$\dot{U}_w + \dot{U}_{R3} - \dot{U}_{L2} = 0.$$

$$\dot{U}_w = \dot{U}_{L2} - \dot{U}_{R3} = jX_{L2}i_2 - R_3i_3.$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_w &= j4 \cdot 2,43e^{-j64^\circ} - 5 \cdot 1,72e^{j34^\circ} = 9,72e^{j26^\circ} - 8,6e^{j34^\circ} \\ &= 8,73 + j4,26 - 7,13 - j4,81 = 1,6 - j0,55 = 1,69e^{-j19^\circ}. \end{aligned}$$

$$\dot{U}_w = 1,69e^{-j19^\circ}.$$

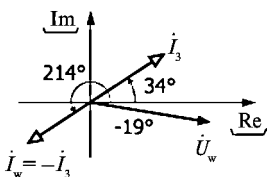


Рис. 2.55

Показание ваттметра определяется как

$$P_w = U_w I_w \cos \varphi_w, \text{ где (рис. 2.55).}$$

$$\varphi_w = \psi_{uw} - \psi_{iw} = -19^\circ - 214^\circ = -233^\circ.$$

$$P_w = 1,69 \cdot 1,72 \cos(-233^\circ) = -1,75 \text{ Вт.}$$

Ваттметр покажет $-1,75$ Вт.

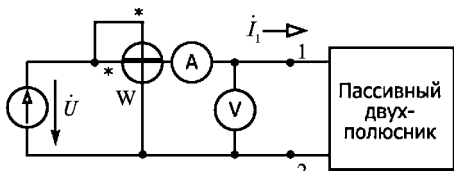


Рис. 2.56

Пример 2.11.

Известны показания приборов, включенных в цепь синусоидального тока (рис. 2.56):

амперметр $I_A = 3 \text{ А,}$

вольтметр $U_V = 36 \text{ В,}$

ваттметр $P_w = 28 \text{ Вт.}$

Определить входное сопротивление индуктивного двухполюсника, нарисовать его схему замещения, построить векторную диаграмму тока и напряжения.

Решение.

$$\underline{Z}_3 = Z_3 e^{j\varphi},$$

$$Z_3 = \frac{U_V}{I_A} = \frac{36}{3} = 12 \text{ Ом}, \quad \varphi = \arccos \frac{P_W}{U_V I_A} = \arccos \frac{28}{36 \cdot 3} = 75^\circ,$$

$$\underline{Z}_3 = 12 e^{j75^\circ} = 3,1 + j11,6, \text{ т.е. } R_3 = 3,1 \text{ Ом и } X_{L3} = 11,6 \text{ Ом}.$$

Схема замещения и векторная диаграмма приведены на рис. 2.57 и 2.58.

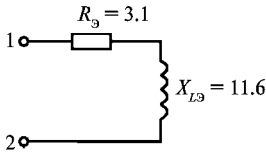


Рис. 2.57

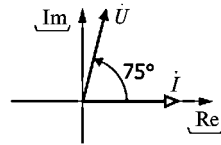


Рис. 2.58

При построении векторной диаграммы (рис. 2.58) принимаем $\psi_i = 0$, тогда $\dot{I} = I_A e^{j0^\circ} = 3 e^{j0^\circ}$. Учитывая сдвиг по фазе между напряжением и током $\varphi = 75^\circ$, получаем

$$\dot{U} = U_V e^{j\varphi} = 36 e^{j75^\circ}.$$

Пример 2.12.

В электрической цепи синусоидального тока последовательно включены конденсатор (идеальный элемент) и реальная катушка индуктивности, параметры которой были определены в примере 2.11, и измерительные приборы, рис. 2.59.

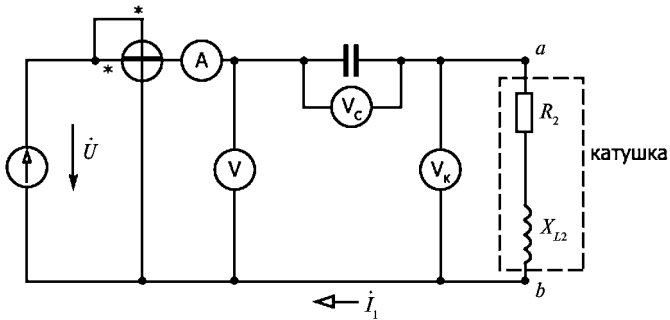


Рис. 2.59

Известны показания приборов.

Таблица 2.3.

I	U_V	U_C	$U_{\text{квт}}$	P_W
А	В	В	В	Вт
0,5	3,65	2,5	6	0,77

Определить эквивалентное сопротивление цепи $Z_{\text{э}}$, построить векторную диаграмму тока и напряжений.

Решение.

$$Z_{\text{э}} = \frac{U}{I} = \frac{U_V}{I_A} = 7,3 \text{ Ом},$$

$$\varphi = \arccos \frac{P_W}{U_V I_W} = \arccos \frac{P_W}{U_V I_A} = \arccos \frac{0,77}{3,65 \cdot 0,5} = 65^\circ.$$

Так как $U_{\text{квт}} > U_C$, значит $\varphi_{\text{э}} > 0$.

$$Z_{\text{э}} = 7,3 e^{j65^\circ}.$$

Векторная диаграмма

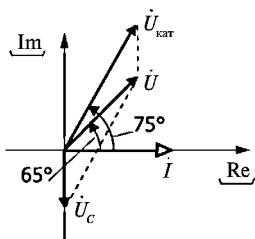


Рис. 2.60

Во всех элементах один и тот же ток, поэтому построение векторной диаграммы (рис. 2.60) целесообразно начать с тока, $\psi_i = 0$

$$i = I e^{j\omega t} = 0,5.$$

Комплексное напряжение $\dot{U} = 3,65 e^{j65^\circ}$

Глава третья. ТРЁХФАЗНЫЕ ЦЕПИ

3.1. Трёхфазная цепь и ее элементы	96
3.2. Соединение фаз источников и приёмников звездой, четырёхпроводная линия	98
3.3. Соединение фаз источников и приёмников звездой, трёхпроводная линия.	101
3.3.1. Симметричная нагрузка.	101
3.3.2. Несимметричная нагрузка.	102
3.4. Соединение фаз приёмника в трёхфазной цепи треугольником.	104
3.5. Пример анализа трёхфазной цепи	106
3.6. Мощность в трёхфазной цепи	109
3.7. Защитное заземление и зануление в трёхфазной цепи	111

Глава третья. ТРЕХФАЗНЫЕ ЦЕПИ

3.1. Трёхфазная цепь и ее элементы

Производство электрической энергии на электростанциях, передача ее на значительные расстояния к местам потребления и использования ее главным образом производится с помощью трёхфазных электрических цепей. Генераторы трехфазного напряжения будут рассмотрены в XI главе.

Трёхфазная система была разработана в конце XIX века известным русским электротехником М.О. Доливо-Добровольским (1862 — 1919). Им была решена задача экономичной передачи электроэнергии на дальние расстояния, создания надежного электродвигателя, удовлетворявшего требованиям промышленного электропривода.

В основе работы электродвигателя переменного тока лежит создание вращающегося магнитного поля. Исчерпывающие и получившие наибольшую известность экспериментальные и теоретические исследования в этой области независимо друг от друга проводили выдающиеся ученые итальянец Галилео Феррарис (1847 — 1897) и серб Никола Тесла (1856 — 1943). Заявка на многофазные системы была подана Тесла в 1887 г.

Над разработкой трёхфазных систем трудились Ч. Бредли в Америке, Хазельвандер в Германии. Но именно М.О. Доливо-Добровольский разработал и внедрил в промышленность наиболее современную трехфазную систему, сохранившую свои основные конструктивные черты до наших дней. Разработкой трехфазного синхронного генератора и трансформаторов, созданием двигателей Доливо-Добровольский обеспечил успешное развитие трехфазных электроэнергетических систем.

Широкое распространение трехфазных цепей объясняется их преимуществом:

- получение значительной экономии материала (меди или алюминия) проводов;
- простота создания вращающегося магнитного поля, что упрощает производство трехфазных двигателей;
- возможности получения двух эксплуатационных напряжений - фазного и линейного.

Трёхфазная система электрических цепей переменного тока представляет совокупность трех электрических цепей, в которых действуют три синусоидальные ЭДС, имеющие одну и ту же амплитуду и частоту, но сдвинутые по фазе на $\frac{2\pi}{3}$ или 120° друг относительно друга и создаваемые одним источником.

Начала обмоток генератора трёхфазных ЭДС маркируются буквами А, В, С, а концы X, Y, Z, рис. 3.1.

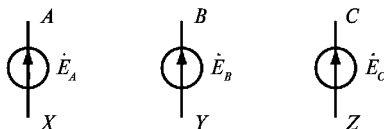


Рис. 3.1

Если амплитуды трех ЭДС равны, то такая система ЭДС называется симметричной.

Мгновенные значения ЭДС, рис. 3.2

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \sin \omega t, \\ e_B &= E_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \\ e_C &= E_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right). \end{aligned}$$

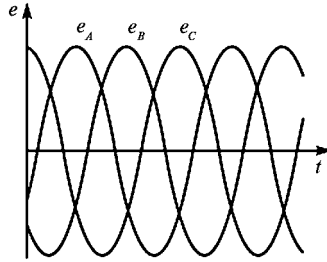


Рис. 3.2

Алгебраическая сумма мгновенных значений ЭДС

$$e_A + e_B + e_C = 0.$$

Комплексные значения ЭДС

$$\dot{E}_A = E e^{j0} = E; \quad \dot{E}_B = E e^{-j\frac{2\pi}{3}}; \quad \dot{E}_C = E e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad (3.1)$$

их векторная диаграмма, рис. 3.3

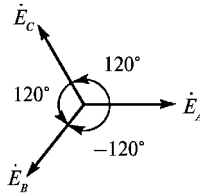


Рис. 3.3

На распределительных щитках принята специальная расцветка фаз:

- фаза А — желтый,
- фаза В — зеленый,
- фаза С — красный,
- нейтраль — белый,
- заземленная нейтраль — черный.

Эта маркировка важна потому, что от последовательности фаз зависит направление вращения ротора трёхфазных двигателей.

На электрических схемах трёхфазный генератор напряжения обозначается тремя обмотками.

Каждая фаза трёхфазного генератора является источником для соответствующего приёмника.

Если к каждому источнику подключить приёмник, то получается несвязанная трехфазная система, рис. 3.4.

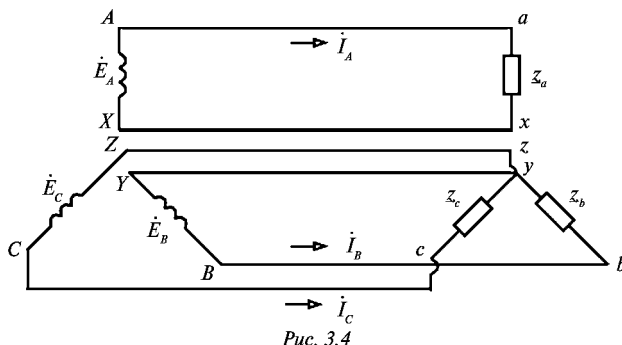


Рис. 3.4

Части трёхфазной электрической цепи (источники и приёмники) называют фазами генератора и нагрузки (фазы А, В, С).

Учитывая, что алгебраическая сумма мгновенных ЭДС равна нулю, то при симметричной нагрузке ($Z_A = Z_B = Z_C$) и сумма токов тоже равна нулю

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = \frac{\dot{E}_A}{Z_A} + \frac{\dot{E}_B}{Z_B} + \frac{\dot{E}_C}{Z_C} = 0. \tag{3.2}$$

Тогда при симметричной нагрузке отпадает необходимость применения обратных проводов, или возможно использование обратного одного (нейтрального) провода.

С учетом этого в трёхфазных цепях обмотки трёхфазного генератора и приёмники можно соединять звездой или треугольником, что уменьшает число соединительных проводов до трёх или четырёх. Обмотки генераторов на электростанциях соединяют всегда звездой.

3.2. Соединение фаз источников и приёмников звездой, четырёхпроводная линия

При соединении звездой концы фаз X, Y, Z источника и концы фаз приёмника x, y, z объединяют в узлы N и n, рис. 3.5.

Начала фаз источников и начала фаз приёмников соединяют линейными проводами, токи в которых называются *линейными*.

Провод, соединяющий концы фаз источника и концы фаз приёмника называют нейтральным, ток в нем \dot{I}_N — током нейтрали.

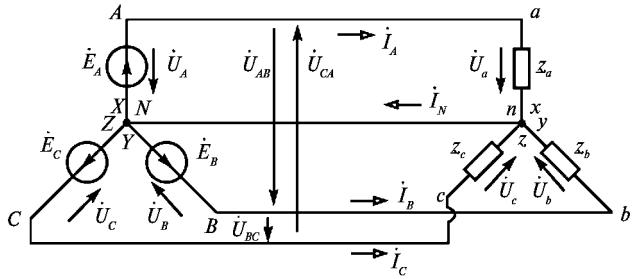


Рис. 3.5

$\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ — линейные токи,

\dot{I}_N — ток нейтрали.

Напряжение между началом и концом фазы называется фазным:

$\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$ — фазные напряжения источника (индексы обозначаются заглавными буквами),

$\dot{U}_a, \dot{U}_b, \dot{U}_c$ — фазные напряжения приёмника (индексы обозначаются строчными, малыми буквами).

Напряжения между началами фаз (линейными проводами) называются линейными:

$\dot{U}_{AB}, \dot{U}_{BC}, \dot{U}_{CA}$ — линейные напряжения.

По второму закону Кирхгофа

$$\begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= \dot{U}_A - \dot{U}_B, \\ \dot{U}_{BC} &= \dot{U}_B - \dot{U}_C, \\ \dot{U}_{CA} &= \dot{U}_C - \dot{U}_A. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Векторная диаграмма линейных и фазных напряжений, рис. 3.6.

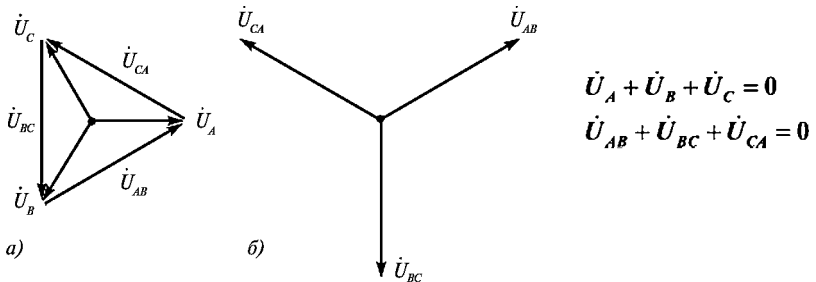


Рис. 3.6

Как видно из векторной диаграммы рис. 3.6 б, начальные фазы линейных напряжений различаются на 120° .

$$\dot{U}_{AB} = U_{AB} e^{j30^\circ}; \dot{U}_{BC} = U_{BC} e^{-j90^\circ}; \dot{U}_{CA} = U_{CA} e^{j150^\circ}.$$

Векторы линейных напряжений на диаграмме образуют равносторонний треугольник, рис. 3.6 а.

Соотношение между линейным и фазным напряжением

$$U_{л} = \sqrt{3} U_{\phi} \quad (3.4)$$

выполняется при этом соединении при любой нагрузке.

В четырёхпроводной трёхфазной цепи имеются два различающихся в $\sqrt{3} = 1,73$ раз эксплуатационных напряжения.

Если фазное напряжение 127 В, то линейное 220 В.

Применяют системы 127/220 ; 220/380; 380/660 В.

При соединении звездой линейные токи и токи в фазах источника и приёмника совпадают

$$I_{\phi} = I_{л} \quad (3.5)$$

$$\dot{i}_A = \frac{\dot{E}_A}{Z_A}; \quad \dot{i}_B = \frac{\dot{E}_B}{Z_B}; \quad \dot{i}_C = \frac{\dot{E}_C}{Z_C}.$$

$$\dot{E}_A = \dot{U}_A = \dot{U}_a; \quad \dot{E}_B = \dot{U}_B = \dot{U}_b; \quad \dot{E}_C = \dot{U}_C = \dot{U}_c.$$

На практике система фазных напряжений почти всегда симметрична.

Ток в нейтрали по первому закону Кирхгофа

$$\dot{i}_N = \dot{i}_A + \dot{i}_B + \dot{i}_C = \frac{\dot{E}_A}{Z_A} + \frac{\dot{E}_B}{Z_B} + \frac{\dot{E}_C}{Z_C}. \quad (3.6)$$

Если нагрузка симметричная ($Z_A = Z_B = Z_C = Z$), то ток в нейтрали равен нулю ($\dot{i}_N = 0$)

$$\dot{i}_N = \frac{\dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C}{Z} = 0.$$

При симметричной нагрузке $\dot{i}_N = 0$ и отпадает необходимость в использовании нейтрального провода.

При несимметричной нагрузке ($Z_A \neq Z_B \neq Z_C$) $\dot{i}_N \neq 0$. Векторная диаграмма токов и напряжений при несимметричной нагрузке, рис. 3.7.

При активной нагрузке в фазе *A* ($Z_A = R$) векторы тока \dot{I}_A и напряжения \dot{U}_A совпадают по направлению. В фазе *B* нагрузка индуктивная ($Z_B = R_1 + jX_L$) и вектор \dot{U}_B опережает вектор тока \dot{I}_B на угол ϕ_B . В фазе *C* нагрузка емкостная ($Z_C = R_2 - jX_C$), поэтому вектор тока \dot{I}_C опережает вектор напряжения \dot{U}_C .

Ток в нейтрали \dot{I}_N найден последовательным сложением по правилу параллелограмма $\dot{I}_A + \dot{I}_B$ и \dot{I}_C .

Векторная диаграмма токов при несимметричной нагрузке, рис. 3.7.

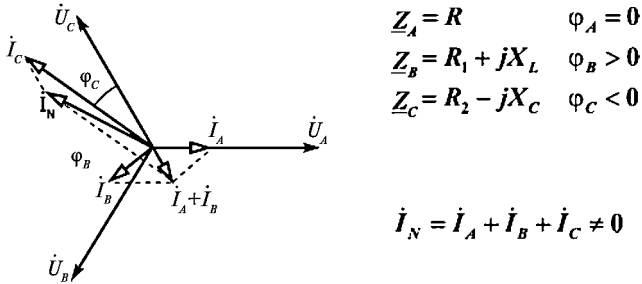


Рис. 3.7

3.3. Соединение фаз источников и приёмников звездой, трёхпроводная линия

В трёхпроводной линии рис. 3.8 необходимо при анализе работы учитывать вид нагрузки: симметричную и несимметричную.

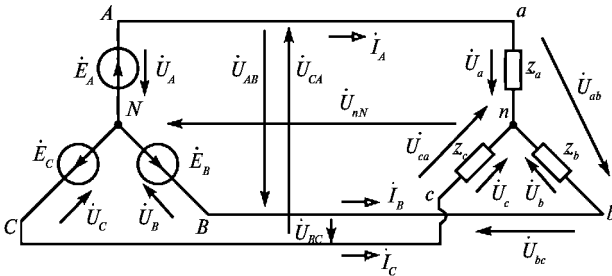


Рис. 3.8

3.3.1. Симметричная нагрузка

$$\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c = \underline{Z}$$

При симметричной нагрузке напряжение между нейтральями \dot{U}_{nN} , определяемое по формуле напряжения между двумя узлами

$$\dot{U}_{nN} = \frac{\frac{\dot{E}_A}{Z_a} + \frac{\dot{E}_B}{Z_b} + \frac{\dot{E}_C}{Z_c}}{\frac{1}{Z_a} + \frac{1}{Z_b} + \frac{1}{Z_c}} = \frac{\dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C}{\frac{3}{Z}} = 0. \quad (3.7)$$

Токи равны

$$\dot{I}_A = \frac{\dot{E}_A}{Z_a}; \quad \dot{I}_B = \frac{\dot{E}_B}{Z_b}; \quad \dot{I}_C = \frac{\dot{E}_C}{Z_c}.$$

и сумма их

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

Соотношение между напряжениями

$$U_{\text{л}} = \sqrt{3}U_{\Phi}.$$

3.3.2. Несимметричная нагрузка

$$\underline{Z}_a \neq \underline{Z}_b \neq \underline{Z}_c.$$

При несимметричной нагрузке появляется напряжение между нейтралами

$$\dot{U}_{nN} = \frac{\frac{\dot{E}_A}{Z_a} + \frac{\dot{E}_B}{Z_b} + \frac{\dot{E}_C}{Z_c}}{\frac{1}{Z_a} + \frac{1}{Z_b} + \frac{1}{Z_c}} \neq 0.$$

Линейный ток и токи в фазах источника и приёмника совпадают.

По второму закону Кирхгофа

$$\underline{Z}_a \dot{I}_A + \dot{U}_{nN} = \dot{E}_A,$$

откуда

$$\dot{I}_A = \frac{\dot{E}_A - \dot{U}_{nN}}{Z_a}. \quad (3.8)$$

Соответственно

$$\dot{I}_B = \frac{\dot{E}_B - \dot{U}_{nN}}{Z_b}, \quad \dot{I}_C = \frac{\dot{E}_C - \dot{U}_{nN}}{Z_c}. \quad (3.9)$$

По первому закону Кирхгофа

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0. \quad (3.10)$$

При несимметричной нагрузке не выполняется полученное в четырёхпроводной линии соотношение между линейным и фазным напряжением на приёмнике

$$U_{\text{л}} \neq \sqrt{3}U_{\text{ф}}.$$

Для симметричного источника

$$U_{\text{л}} = \sqrt{3}U_{\text{ф}}.$$

$\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$ – фазные напряжения на источнике равны по модулю и различаются по фазе на 120° , $\dot{U}_{AB}, \dot{U}_{BC}, \dot{U}_{CA}$ – линейные напряжения равны по модулю и различаются начальными фазами на 120° .

Напряжения на каждой фазе приёмника различаются друг от друга по модулю, равны

$$\begin{aligned}\dot{U}_a &= \dot{U}_A - \dot{U}_{nN}, \\ \dot{U}_b &= \dot{U}_B - \dot{U}_{nN}, \\ \dot{U}_c &= \dot{U}_C - \dot{U}_{nN}\end{aligned}\quad (3.11)$$

и зависят от нагрузки.

Векторная диаграмма токов и напряжений приведена на рис. 3.9.

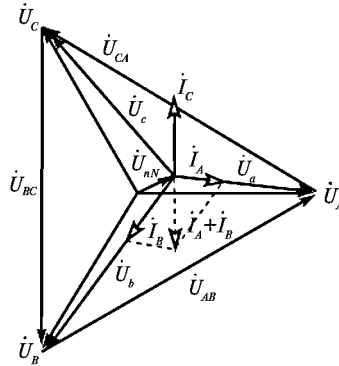


Рис. 3.9

Векторы $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$ напряжений на фазах источника равны по величине и смещены по фазе на 120° . Векторы линейных напряжений $\dot{U}_{AB}, \dot{U}_{BC}, \dot{U}_{CA}$ равны по величине и смещены по фазе 120° , они образуют равносторонний треугольник.

Положение вектора \dot{U}_{nN} определяется характером нагрузки в фазах.

Если сопротивление проводов линий принято равным нулю, то линейные напряжения со стороны приёмника образуют тот же равно- сторонний треугольник, т.к.

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_{ab}, \dot{U}_{BC} = \dot{U}_{bc}, \dot{U}_{CA} = \dot{U}_{ca}.$$

Вектора токов \dot{I}_A и \dot{I}_B в фазах *A* и *B* совпадают по направлению с векторами фазных напряжений на приёмнике \dot{U}_a и \dot{U}_b , т.к. в них нагрузки активные R_a и R_b ($\varphi_a = 0, \varphi_b = 0$). В фазе *C* индуктивная нагрузка, \dot{U}_c опережает \dot{I}_c .

Сумма векторов токов $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ равны нулю.

3.4. Соединение фаз приёмника в трёхфазной цепи треугольником

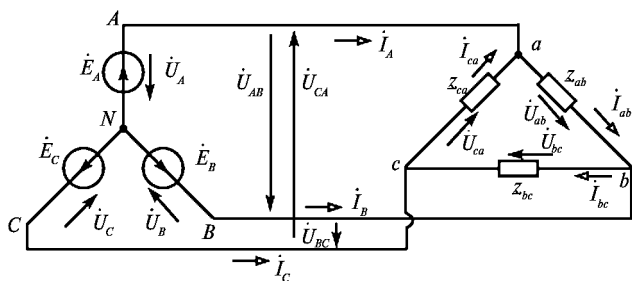


Рис. 3.10

При соединении треугольником конец одной фазы соединяется с началом другой. Начала фаз источника и приёмника соединяют провода линии, рис. 3.10.

Линейные напряжения $\dot{U}_{AB}, \dot{U}_{BC}, \dot{U}_{CA}$ совпадают с напряжениями на фазах приёмника $\dot{U}_{ab}, \dot{U}_{bc}, \dot{U}_{ca}$

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_{ab}; \dot{U}_{BC} = \dot{U}_{bc}; \dot{U}_{CA} = \dot{U}_{ca}.$$

$$\dot{U}_л = \dot{U}_\phi. \tag{3.12}$$

Линейные токи $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ отличаются от фазных токов приёмника $\dot{I}_{ab}, \dot{I}_{bc}, \dot{I}_{ca}$

$$\dot{I}_{ab} = \frac{\dot{U}_{AB}}{Z_{ab}}; \dot{I}_{bc} = \frac{\dot{U}_{BC}}{Z_{bc}}; \dot{I}_{ca} = \frac{\dot{U}_{CA}}{Z_{ca}}. \tag{3.13}$$

Соотношения между линейными и фазными токами определяются из уравнений, записанных по первому закону Кирхгофа.

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_A &= \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca}, \\
 \dot{I}_B &= \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab}, \\
 \dot{I}_C &= \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc},
 \end{aligned}
 \tag{3.14}$$

и сумма линейных токов всегда равна нулю

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0.
 \tag{3.15}$$

Векторная диаграмма токов и напряжений в приёмнике при симметричной нагрузке $\underline{Z}_{ab} = \underline{Z}_{bc} = \underline{Z}_{ca} = R$ приведена на рис. 3.11.

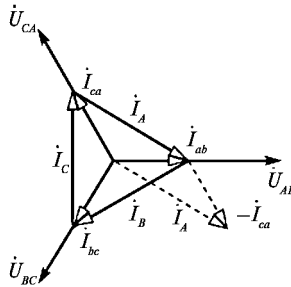


Рис. 3.11

На векторной диаграмме показано построение вектора линейного тока \dot{I}_A при известных векторах фазных токов, исходя из уравнения 3.14

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca}.$$

Как видно из построения вектора тока \dot{I}_A , проще векторную диаграмму линейных токов можно получить, соединяя концы векторов фазных токов приёмников.

При симметричной нагрузке векторы линейных токов образуют равносторонний треугольник и

$$I_L = \sqrt{3} I_\Phi$$

При несимметричной нагрузке

$$I_L \neq \sqrt{3} I_\Phi.$$

Преимущество соединения треугольником состоит в том, что не надо прокладывать четвертый провод при несимметричной нагрузке и сохранении на ней неизменного напряжения.

3.5. Пример анализа трёхфазной цепи

Задана схема трёхфазной электрической цепи, рис. 3.12. Найти токи в фазах приёмников и линиях и определить показания приборов.

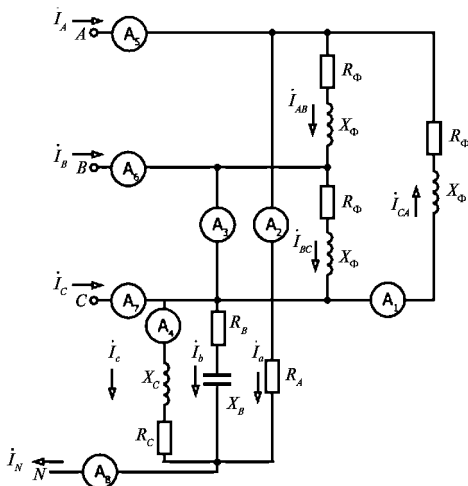


Рис. 3.12

Известны значения сопротивлений в фазах:

в треугольнике $R_{\Phi} = 90 \text{ Ом}; X_{\Phi} = 130 \text{ Ом};$

в звезде $R_A = 145 \text{ Ом}; R_B = 170 \text{ Ом}; R_C = 180 \text{ Ом};$

$X_B = 50 \text{ Ом}; X_C = 90 \text{ Ом}.$

Источник симметричный, $U_{\text{л}} = 380 \text{ В}.$

Решение.

1. Напряжения в фазах источника

$$U_{\Phi} = \frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220 \text{ В}.$$

Комплексные напряжения в фазах источника

$$\dot{U}_A = 220e^{j0}; \quad \dot{U}_B = 220e^{-j120^\circ}; \quad \dot{U}_C = 220e^{j120^\circ}.$$

Линейные напряжения:

$$\dot{U}_{AB} = 380e^{j30^\circ};$$

$$\dot{U}_{BC} = 380e^{-j90^\circ};$$

$$\dot{U}_{CA} = 380e^{j150^\circ}.$$

Приёмники в цепи соединены по схеме треугольник и звезда.

2. Определение токов в приёмниках, соединённых по схеме треугольник, рис. 3.13.

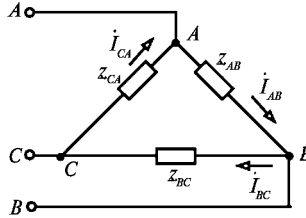


Рис. 3.13

$$\underline{Z}_{AB} = \underline{Z}_{BC} = \underline{Z}_{CA} = \underline{Z}$$

$$\underline{Z} = R_{\Phi} + jX_{\Phi} = 90 + j130 = \sqrt{90^2 + 130^2} e^{j \arctg \frac{130}{90}} = 158,11 e^{j55,3^\circ}.$$

Фазные токи (3.13):

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ab} &= \frac{\dot{U}_{AB}}{\underline{Z}_{ab}} = \frac{380 e^{j30^\circ}}{158,11 e^{j55,3^\circ}} = 2,4 e^{-j25,3^\circ}; \\ \dot{i}_{bc} &= \frac{\dot{U}_{BC}}{\underline{Z}_{bc}} = \frac{380 e^{-j90^\circ}}{158,11 e^{j55,3^\circ}} = 2,4 e^{-j145,3^\circ}; \\ \dot{i}_{ca} &= \frac{\dot{U}_{CA}}{\underline{Z}_{ca}} = \frac{380 e^{j150^\circ}}{158,11 e^{j55,3^\circ}} = 2,4 e^{j94,7^\circ}. \end{aligned}$$

Токи фаз треугольника в показательной и алгебраической формах:

$$\dot{i}_{ab} = 2,4 e^{-j25,3^\circ} = 2,4 \cos(-25,3^\circ) + j2,4 \sin(-25,3^\circ) = 2,17 - j1,03;$$

$$\dot{i}_{bc} = 2,4 e^{-j145,3^\circ} = 2,4 \cos(-145,3^\circ) + j2,4 \sin(-145,3^\circ) = -1,973 - j1,37;$$

$$\dot{i}_{ca} = 2,4 e^{j94,7^\circ} = 2,4 \cos(94,7^\circ) + j2,4 \sin(94,7^\circ) = -0,197 + j2,39.$$

Нагрузка симметричная, действующие значения фазных токов равны

$$I_{\Phi} = 2,4 \text{ А},$$

а линейные токи при симметричной нагрузке

$$I_{\text{Л}} = \sqrt{3} I_{\Phi} = 4,16 \text{ А}.$$

3. Определение токов в приёмниках, соединённых по схеме звезда в четырёхпроводной трёхфазной цепи, рис. 3.14.

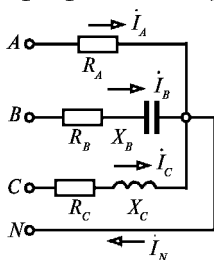


Рис. 3.14

Нагрузка несимметричная.

Комплексные сопротивления фаз:

$$\underline{Z}_A = R_A = 145;$$

$$\underline{Z}_B = R_B - jX_B = 170 - j50 = \sqrt{170^2 + 50^2} e^{j \arctg \frac{-50}{170}} = 177,2 e^{-j16,4^\circ};$$

$$\underline{Z}_C = R_C + jX_C = 180 + j90 = \sqrt{180^2 + 90^2} e^{j \arctg \frac{90}{180}} = 201,2 e^{j26,6^\circ}.$$

Комплексные токи в фазах

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{U}_A}{\underline{Z}_A} = \frac{220 e^{j0^\circ}}{145} = 1,52 \text{ A};$$

$$\dot{I}_b = \frac{\dot{U}_B}{\underline{Z}_B} = \frac{220 e^{-j120^\circ}}{177,2 e^{-j16,4^\circ}} = 1,24 e^{-j103,6^\circ};$$

$$\dot{I}_c = \frac{\dot{U}_C}{\underline{Z}_C} = \frac{220 e^{j120^\circ}}{201,2 e^{j26,6^\circ}} = 1,09 e^{j93,4^\circ}.$$

Токи в показательной и алгебраической формах

$$\dot{I}_a = 1,52;$$

$$\dot{I}_b = 1,24 e^{-j103,6^\circ} = 1,24 \cos(-103,6^\circ) + j1,24 \sin(-103,6^\circ) = -0,29 - j1,21;$$

$$\dot{I}_c = 1,09 e^{j93,4^\circ} = 1,09 \cos(93,4^\circ) + j1,09 \sin(93,4^\circ) = -0,06 + j1,089.$$

Ток в нейтрали

$$\dot{I}_N = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 1,52 - 0,29 - j1,21 - 0,06 + j1,089 = 1,17 - j0,14 =$$

$$= \sqrt{1,17^2 + 0,14^2} e^{j \arctg \frac{-0,14}{1,17}} = 1,178 e^{-j6,8^\circ};$$

$$\dot{I}_N = 1,178 e^{-j6,8^\circ}.$$

4. Линейные токи

$$\dot{I}_A = \dot{I}_a + \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca} = 1,52 + 2,4 e^{-j25,3^\circ} - 2,4 e^{j94,7^\circ} =$$

$$= 1,52 + 2,17 - j1,03 + 0,197 - j2,39 =$$

$$= 3,89 - j3,42 = \sqrt{3,89^2 + 3,42^2} e^{j \arctg \frac{-3,42}{3,89}} = 5,18 e^{-j41,3^\circ};$$

$$\dot{I}_B = \dot{I}_b + \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab} = 1,24 e^{-j103,6^\circ} + 2,4 e^{-j145,3^\circ} - 2,4 e^{-j25,3^\circ} =$$

$$= -0,29 - j1,21 - 1,973 - j1,37 - 2,17 + j1,03 =$$

$$= -4,43 - j1,55 = \sqrt{(-4,43)^2 + (-1,55)^2} e^{j \arctg \frac{-1,55}{-4,43}} = 4,69 e^{-j160,7^\circ};$$

$$\dot{I}_C = \dot{I}_c + \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc} = 1,09 e^{j93,4^\circ} + 2,4 e^{j94,7^\circ} - 2,4 e^{-j145,3^\circ} =$$

$$= -0,06 + j1,088 + (-0,197 + j2,39) - (-1,973 - j1,37) =$$

$$= 1,72 + j4,85 = 5,14 e^{j70,4^\circ}.$$

Показания приборов.

Амперметры показывают действующие значения токов в ветвях:

$$A_1 = 2,4 \text{ А}; A_2 = 1,52 \text{ А}; A_3 = 1,24 \text{ А}; A_4 = 1,09 \text{ А}; A_5 = 5,18 \text{ А}; \\ A_6 = 4,69 \text{ А}; A_7 = 5,14 \text{ А}; A_8 = 1,18 \text{ А}.$$

3.6. Мощность в трёхфазной цепи

Мощность в трёхфазной цепи определяется как суммарная мощность трех фаз.

При соединении звездой

1. Мгновенная мощность

$$p = p_A + p_B + p_C = i_A u_A + i_B u_B + i_C u_C \quad (3.16)$$

равна сумме мгновенных мощностей фаз А, В, С.

2. Активная мощность

$$P = P_A + P_B + P_C = U_a I_A \cos \varphi_A + U_b I_B \cos \varphi_B + U_c I_C \cos \varphi_C. \quad (3.17)$$

3. Реактивная мощность

$$Q = Q_A + Q_B + Q_C = U_a I_A \sin \varphi_A + U_b I_B \sin \varphi_B + U_c I_C \sin \varphi_C. \quad (3.18)$$

4. Комплексная мощность

$$\underline{S} = P + jQ = \dot{U}_a I_A^* + \dot{U}_b I_B^* + \dot{U}_c I_C^*. \quad (3.19)$$

5. Полная мощность

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (3.20)$$

При соединении треугольником

$$P = U_{ab} I_{ab} \cos \varphi_{ab} + U_{bc} I_{bc} \cos \varphi_{bc} + U_{ca} I_{ca} \cos \varphi_{ca} = P_{ab} + P_{bc} + P_{ca}. \quad (3.21)$$

$$Q = U_{ab} I_{ab} \sin \varphi_{ab} + U_{bc} I_{bc} \sin \varphi_{bc} + U_{ca} I_{ca} \sin \varphi_{ca} = Q_{ab} + Q_{bc} + Q_{ca}. \quad (3.22)$$

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

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

При симметричной нагрузке

$$P = 3P_\Phi = 3U_\Phi I_\Phi \cos \varphi_\Phi,$$

$$Q = 3Q_\Phi = 3U_\Phi I_\Phi \sin \varphi_\Phi.$$

Для приёмников обычно указываются номинальные линейные напряжения и токи, поэтому

$$P = \sqrt{3} U_\Gamma I_\Gamma \cos \varphi_\Phi,$$

$$Q = \sqrt{3} U_\Gamma I_\Gamma \sin \varphi_\Phi.$$

Измерение мощности в трёхфазной цепи с помощью двух ваттметров, рис. 3.15.

$$P = P_A + P_B + P_C = i_A u_A + i_B u_B + i_C u_C.$$

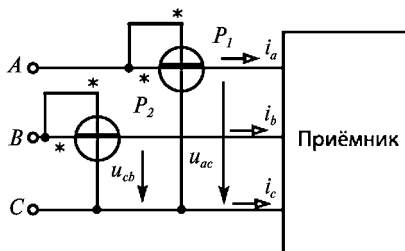


Рис. 3.15

Из уравнения $i_a + i_b + i_c = 0$ выразим ток

$$i_c = -i_a - i_b$$

и подставим его в уравнение для мгновенной мощности

$$p = u_a i_a + u_b i_b + u_c (-i_a - i_b) = i_a (u_a - u_c) + i_b (u_b - u_c) = i_a u_{ac} + i_b u_{bc}.$$

$$P = U_{ac} I_a \cos \varphi_1 + U_{bc} I_b \cos \varphi_2 = P_1 + P_2.$$

Активная мощность, потребляемая трёхфазным приёмником, равна сумме показаний двух ваттметров.

При работе трёхфазных двигателей как приёмников в трёхфазной цепи для уменьшения пусковых токов осуществляется изменение соединения со звезды на треугольник и обратно.

При переключении со звезды на треугольник при симметричной нагрузке

$$I_{\text{л}} = 3I_{\Phi}$$

линейный ток увеличивается в 3 раза, но фазные токи возрастают в $\sqrt{3}$ раз.

Потребляемая мощность приёмника при переключении соединения приёмника с треугольника на звезду уменьшается в 3 раза.

3.7. Защитное заземление и зануление в трёхфазной цепи

Во многих технологических системах для привода находят применение машины переменного тока, синхронные и асинхронные двигатели, принцип действия которых основан на действии вращающегося магнитного поля, создаваемого трёхфазным током в обмотках статора.

В случае замыкания одной из фаз трёхфазного напряжения на корпус (рис. 3.16) при прикосновении человека к корпусу машины он может оказаться под напряжением U_{CN} , опасным для жизни человека, что должно быть исключено.

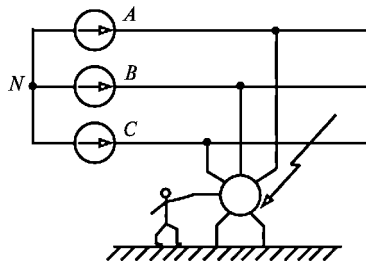


Рис. 3.16

Ток через человека, имеющего сопротивление $R_{\text{ч}}$

$$I_{\text{ч}} = \frac{U_{\text{cN}}}{R_{\text{ч}} + Z_{\text{rx}}} = \frac{U_{\Phi}}{R_{\text{ч}} + Z_{\text{rx}}}$$

где $Z_{\text{rx}} = \frac{1}{3j\omega C}$.

Защитное заземление

В целях безопасной работы человека корпус машины заземляют, причем по нормам сопротивление заземлителя R_3 не должно превышать 4 Ом, рис. 3.17.

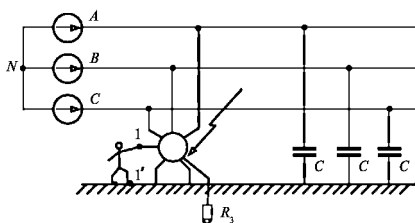


Рис. 3.17

Защитное заземление позволяет уменьшить ток через человека $I_{\text{ч}}$ в случае замыкания фазы на корпус до безопасного значения.

Всю систему, к которой прикасается человек между точками $11'$, можно рассматривать как активный двухполюсник, схема замещения которого включает Z_{rx} и $E_{\text{экр}}$, рис. 3.18.

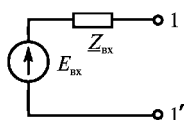


Рис. 3.18

$\dot{E}_{\text{экр}}$ равно напряжению \dot{U}_{cN} .

При определении Z_{rx} необходимо учитывать емкостное сопротивление $X_C = \frac{1}{\omega C}$ каждой фазы, тогда, принимая по принципу эквивалентного генератора все ЭДС равными нулю, получаем $Z_{\text{rx}} = -j \frac{1}{3\omega C}$.

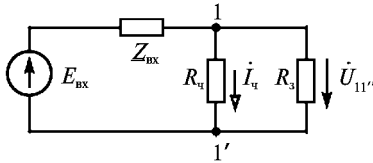


Рис. 3.19

Сопротивление человека приближенно можно принять

$$R_{\text{ч}} \approx 1 \text{ кОм.}$$

Сопротивление заземлителя R_3 включено параллельно человеку, рис. 3.19.

Ток через человека равен

$$i_{\text{ч}} = \frac{\dot{U}_{11'}}{R_{\text{ч}}},$$

где напряжение $\dot{U}_{11'}$ находим из схемы замещения

$$\dot{U}_{11'} = \frac{\dot{E}_{\text{экс}}}{Z_{\text{вх}} + \frac{R_{\text{ч}} R_3}{R_{\text{ч}} + R_3}} \cdot \frac{R_{\text{ч}} R_3}{R_{\text{ч}} + R_3}.$$

$$i_{\text{ч}} = \frac{\dot{E}_{\text{экс}} R_3}{Z_{\text{вх}} (R_{\text{ч}} + R_3) + R_{\text{ч}} R_3}.$$

Как показано в [2] при $U_{\phi} = 220 \text{ В}$, $R_{\text{ч}} = 1 \text{ кОм}$ и $X_C = 30 \text{ кОм}$ защитное заземление позволяет уменьшить ток через человека с 22 мА до 0,088 мА.

Однако при этом поврежденная фаза сети остается закороченной на корпус машины.

Защитное зануление

С помощью защитного зануления можно отключать от сети машину с поврежденной фазой, рис. 3.20.

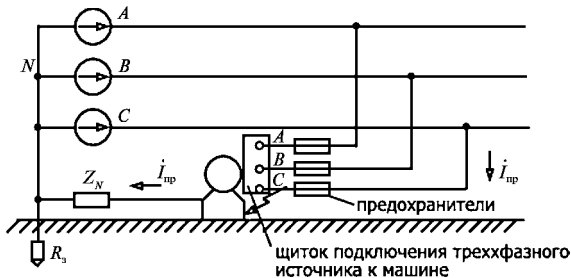


Рис. 3.20

При защитном занулении заземляют нулевую N точку источника, $R_3 \approx 4 \text{ Ом}$. Корпус машины соединяют с нейтральной точкой N , сопротивление Z_N мало. При замыкании фазы C на корпус машины, как показано на рисунке, через предохранитель фазы C ток

$$I_{\text{пр}} = \frac{U_{cN}}{Z_N}$$

велик и приводит к срабатыванию предохранителя и отключению поврежденной фазы или всей цепи.

Защитное заземление электроустановок в трёхфазной цепи позволяет понизить ток через человека до безопасного значения в случае замыкания фазы напряжения на корпус установки.

Защитное зануление в четырёхпроводных трёхфазных цепях с заземленной нейтралью обеспечивает срабатывание защитного реле и отключение поврежденного устройства.

Глава четвертая.
ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

4.1. Возникновение переходных процессов в электрических цепях.	116
4.2. Решение уравнений, составленных по законам Ома и Кирхгофа для переходных процессов.	116
4.3. Переходные процессы при включении цепи с R, L элементами.	118
4.4. Переходные процессы при замыкании цепи с R, L элементами.	121
4.5. Переходные процессы при включении и отключении цепи с R, C элементами.	123
4.6. Переходные процессы в цепи с R, L, C элементами.	127

Глава четвертая.

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

4.1. Возникновение переходных процессов в электрических цепях

Процесс в электрической цепи при переходе от одного установившегося режима к другому называют *переходным*. В электрических цепях, содержащих реактивные элементы, накапливающие электрическую или магнитную энергию, переходные процессы возникают при: а) замыкании или размыкании какого-либо участка цепи; б) изменении напряжений или токов источников.

Анализ переходных процессов в цепях производят на интервале времени $0 < t < \infty$. Любые переключения в электрической цепи называют *коммутацией*. Моментом коммутации обычно считают $t = 0$. В момент коммутации энергия, запасенная в индуктивном ($Li^2/2$) или ёмкостном ($Cu^2/2$) элементе, не может изменяться скачком и, следовательно, ток в индуктивном и напряжение на ёмкостном элементах тоже не могут изменяться скачком (законы коммутации).

В индуктивном элементе в момент коммутации ток $i(0)$ не может изменяться скачком. Он равен току до коммутации $i(0_-)$ и току после коммутации $i(0_+)$. На ёмкостном элементе в момент коммутации напряжение $u_c(0)$ не может изменяться скачком. Оно равно напряжению на конденсаторе до коммутации $u_c(0_-)$ и напряжению после коммутации $u_c(0_+)$.

Для расчета переходных процессов применяют различные методы: классический, операторный, частотный. В настоящей книге рассматривается только классический метод.

4.2. Решение уравнений, составленных по законам Ома и Кирхгофа для переходных процессов

Для переходных процессов законы Ома и Кирхгофа, записанные для мгновенных значений, справедливы. Однако для тока в индуктивном и напряжения на ёмкостном элементах необходимо учитывать их начальные значения, т. е. *начальные условия $i_L(0)$ и $u_c(0)$* :

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

Система дифференциальных уравнений, составленная по первому и второму законам Кирхгофа, может быть сведена к одному уравнению для любого из токов или напряжений в цепи:

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

или

$$\frac{d^n u}{dt^n} + b_1 \frac{d^{n-1} u}{dt^{n-1}} + \dots + b_{n-1} \frac{du}{dt} + b_n u = f_u(t), \quad (4.2)$$

где a_i и b_i — постоянные коэффициенты, зависящие от параметров (R , L и C) цепи; $f_i(t)$, $f_u(t)$ — функции времени, зависящие от ЭДС и токов источников.

Решение неоднородного дифференциального уравнения (4.2) для тока или, аналогично, напряжения классическим методом разбивается на две части: 1) частное решение [принужденная составляющая $i_{np}(t)$] уравнения (4.2), зависящее от его правой части; 2) общее решение [свободная составляющая $i_{св}(t)$] однородного уравнения (нуль в правой части):

$$i_{св} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + \dots + A_n e^{p_n t}, \quad (4.3)$$

где A_1, A_2, \dots, A_n — постоянные интегрирования, определенные из начальных условий на основании законов коммутации; p_1, p_2, \dots, p_n — корни характеристического уравнения

$$p^n + a_1 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + \dots + a_{n-1} p + a_n = 0. \quad (4.4)$$

Определив $i_{св}(t)$ и $i_{np}(t)$ получаем значение тока $i(t)$ в переходном режиме

$$i(t) = i_{св}(t) + i_{np}(t), \quad (4.5)$$

а также находим напряжение на конденсаторе

$$u_C(t) = u_{св}(t) + u_{сnp}(t), \quad (4.6)$$

При отсутствии источников с аperiodически изменяющимся напряжением принужденную составляющую i_{np} и $u_{сnp}$ определяют как установившееся значение тока i_y и u_{cy} при $t \rightarrow \infty$.

4.3. Переходные процессы при включении цепи с R, L элементами

При подключении к источнику цепи, содержащей активное сопротивление R и индуктивный элемент (рис. 4.1), в цепи возникает переходный процесс.

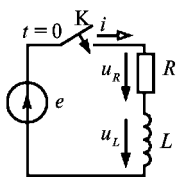


Рис. 4.1

По второму закону Кирхгофа уравнение цепи имеет вид

$$Ri + L \frac{di}{dt} = e, \tag{4.7}$$

Ток $i(t)$, напряжение $u_L(t)$ в переходном режиме зависят от:

— вида источника

$e = E$ — источник постоянного тока,

$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$ — источник переменного тока;

— сопротивления цепи

$$\underline{Z} = R + j\omega L = Ze^{j\varphi},$$

где

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}, \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L}{R};$$

— начальных условий в цепи при включении.

Данная цепь описывается неоднородным уравнением первого порядка, решение (4.5) которого

$$i(t) = i_{св}(t) + i_{нп}(t).$$

Для определения свободной составляющей тока $i_{св}$ составляют характеристическое уравнение

$$Lp + R = 0 \tag{4.8}$$

и находят корень

$$p = -R/L, \tag{4.9}$$

тогда

$$i_{св}(t) = Ae^{pt} \tag{4.10}$$

Значение постоянной A находят из начальных условий.

По закону коммутации ток $i(0_-)$ в индуктивном элементе до замыкания ключа K и непосредственно после замыкания $i(0_+)$ не может измениться скачком.

В разомкнутой цепи до коммутации ток равен нулю,

$$i(0) = i(0_-) = 0.$$

Свободная составляющая тока

$$i_{\text{св}}(0) = Ae^{-Rt/L} = A. \quad (4.11)$$

$$i(0) = i_{\text{св}}(0) + i_{\text{пр}}(0) = i_{\text{пр}}(0) + A = 0 \quad (4.12)$$

$$A = -i_{\text{пр}}(0). \quad (4.13)$$

Принужденная составляющая тока $i_{\text{пр}}$ равна току в цепи с последовательно соединенными источником e и R, L элементами, когда переходный процесс закончился (при $t \rightarrow \infty$).

В реальных цепях переходный процесс затухает достаточно быстро; приблизительно за время $t = 3\tau$ ($\tau = L/R$) ток и напряжение достигают 95% от установившегося значения.

Подключение RL цепи к источнику постоянного напряжения $e = E$

По закону Ома

$$i_{\text{пр}} = E/R,$$

т.к. при постоянном токе $\omega L = 0$.

Из уравнения (4.12) следует, что

$$A = -i_{\text{пр}}(0) = -E/R.$$

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

Во время переходного процесса (рис. 4.2)

$$i(t) = i_{\text{св}}(t) + i_{\text{пр}}(t) = \frac{E}{R}(1 - e^{-Rt/L}), \quad (4.14)$$

$$u_L(t) = L di/dt = Ee^{-Rt/L} \quad (4.15)$$

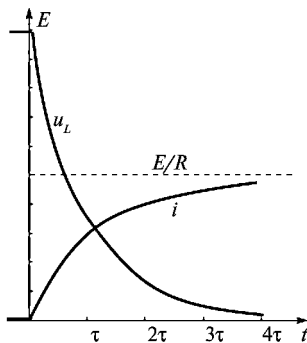


Рис. 4.2

Скорость возрастания тока в RL цепи зависит от постоянной времени

$$\tau = L/R.$$

Энергия источника частично переходит в тепло, а частично расходуется на увеличение энергии магнитного поля катушки.

Подключение RL цепи к источнику синусоидального напряжения

$$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e).$$

В установившемся режиме принужденную составляющую тока $i_{np}(t)$ находят, решив уравнение записанное по закону Ома в комплексном виде, т.к. это цепь синусоидального тока.

$$\dot{i}_{np} = \frac{\dot{E}}{Z} = \frac{E_m}{Z} e^{j(\psi_e - \varphi)} \quad (4.16)$$

Мгновенное значение принужденного тока

$$i_{np}(t) = \frac{E_m}{Z} \sin(\omega t + \psi_e - \varphi).$$

Свободная составляющая тока с учетом (4.13) и (4.9)

$$i_{св}(t) = Ae^{pt} = -\frac{E_m}{Z} \sin(\psi_e - \varphi) \cdot e^{-tR/L}. \quad (4.17)$$

Ток и напряжение во время переходного процесса

$$i(t) = i_{np}(t) + i_{св}(t) = \frac{E_m}{Z} [\sin(\omega t + \psi_e - \varphi) - \sin(\psi_e - \varphi) \cdot e^{-tR/L}].$$

$$U_L = E_m [\sin \varphi \cdot \sin(\omega t + \psi_e - \varphi + \pi/2) + \cos \varphi \cdot \sin(\psi_e - \varphi) \cdot e^{-tR/L}]. \quad (4.18)$$

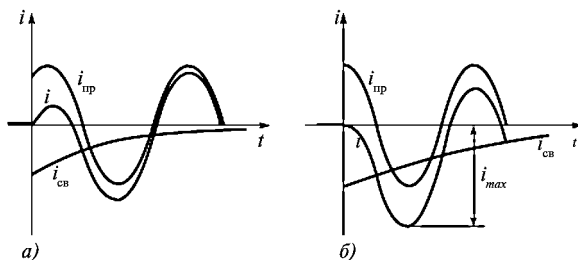


Рис. 4.3

На рис. 4.3 а, б приведены токи в переходном процессе в зависимости от начальной фазы установившегося тока.

4.4. Переходные процессы при замыкании цепи с R , L элементами

Замыкание ключа K в цепи рис. 4.4 можно рассматривать как короткое замыкание катушки индуктивности в цепи постоянного тока или переменного тока.

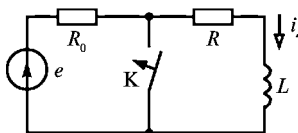


Рис. 4.4

Замыкание катушки индуктивности в цепи постоянного тока

До коммутации ток в катушке постояен

$$e = E, \quad i_L = \frac{E}{R_0 + R} = i_L(0_-)$$

и равен току в момент коммутации.

После коммутации принужденный ток в индуктивном элементе равен нулю

$$i_{Lnp} = 0. \quad (4.19)$$

В переходном режиме с учетом (4.19)

$$i_L(t) = i_{Lnp} + i_{Lcn} = i_{Lcn} = Ae^{pt}.$$

По закону коммутации

$$i_L(0) = i_L(0_-) = i_{Lcn}(0) = A. \quad (4.20)$$

$$A = \frac{E}{R_0 + R}.$$

Ток и напряжение в катушке в переходном режиме

$$i_L(t) = \frac{E}{R_0 + R} e^{-Rt/L},$$

$$u_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = -\frac{ER}{R_0 + R} e^{-Rt/L}.$$

Ток в катушке индуктивности уменьшается по экспоненте при её замыкании, рис. 4.5.

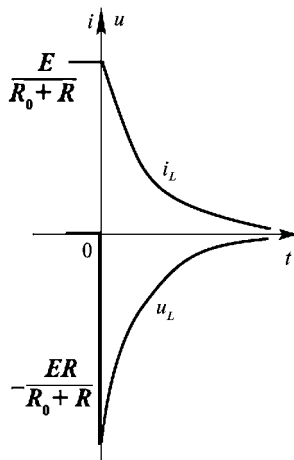


Рис. 4.5

Накопленная в индуктивном элементе энергия расходуется на нагревание катушки.

U_L — это ЭДС самоиндукции, равная напряжению на резистивном элементе в момент коммутации.

Замыкание катушки индуктивности в цепи синусоидального тока

$$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e).$$

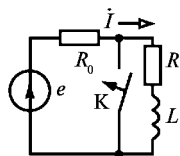


Рис. 4.6

До коммутации ток в цепи синусоидального тока (рис.4.6), определяют по закону Ома в комплексном виде

$$\dot{i} = \frac{\dot{E}}{Z_3} = \frac{E_m e^{j\psi_e}}{Z_3 e^{j\varphi}} = \frac{E_m}{Z_3} e^{j(\psi_e - \varphi)},$$

где $Z_3 = R_0 + R + j\omega L = Z_3 e^{j\varphi}$,

$$Z_3 = \sqrt{(R_0 + R)^2 + (\omega L)^2}, \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L}{R_0 + R}.$$

Мгновенное значение тока до коммутации

$$i_L(t) = \frac{E_m}{Z_3} \sin(\omega t + \psi_e - \varphi),$$

в момент коммутации

$$i_L(0_-) = \frac{E_m}{Z_3} \sin(\psi_e - \varphi).$$

По закону коммутации (4.20) получают

$$A = \frac{E_m}{Z_{\varphi}} \sin(\psi_e - \varphi).$$

Так как $i_{\text{пр}} = 0$ после закорачивания катушки, то ток в катушке индуктивности в переходном режиме

$$i_L(t) = i_{L_{\text{св}}}(t) = \frac{E_m}{\sqrt{(R_0 + R)^2 + (\omega L)^2}} \sin(\psi_e - \varphi) e^{-tR/L}, \quad (4.21)$$

$$u_L(t) = L \frac{di}{dt} = \frac{-E_m R}{\sqrt{(R_0 + R)^2 + (\omega L)^2}} \sin(\psi_e - \varphi) e^{-tR/L},$$

4.5. Переходные процессы при включении и отключении цепи с R, C элементами

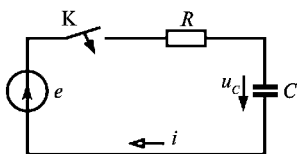


Рис. 4.7

При замыкании ключа в цепи с R, C элементами происходит заряд конденсатора, рис. 4.7.

Уравнение Кирхгофа для замкнутой цепи

$$Ri + u_c = e, \quad (4.22)$$

где

$$i = C \frac{du_c}{dt}.$$

Дифференциальное уравнение для напряжения на конденсаторе

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = e.$$

В переходном режиме напряжение на конденсаторе u_c (4.6)

$$u_c = u_{\text{св}} + u_{\text{спр}}. \quad (4.23)$$

Свободную составляющую напряжения $u_{\text{св}}$ находят из решения однородного дифференциального уравнения

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = 0. \quad (4.24)$$

Его характеристическое уравнение

$$RCp + 1 = 0, \quad (4.25)$$

имеет корень

$$p = -1/RC. \quad (4.26)$$

Свободная составляющая напряжения $u_{Cсв}$

$$u_{Cсв} = Ae^{pt} = Ae^{-t/RC}. \quad (4.27)$$

Постоянную A определяют из начальных условий и закона коммутации. Напряжение на конденсаторе в момент коммутации не может изменяться.

$$u_C(0) = u_{Cсв}(0_-) + u_{Cпр}(0_-) \quad (4.28)$$

До включения (замыкания ключа К) конденсатор разряжен, $u_C = 0$

$$u_{Cпр}(0_-) = 0. \quad (4.29)$$

Конденсатор подключается к источнику постоянного напряжения, $e = E$, тогда

$$u_{Cпр} = E \quad (4.30)$$

Подставляя в уравнение (4.23) значение $u_{Cпр}$ (4.30) и $u_{Cсв}$ (4.27) в момент включения ($t = 0$) с учетом (4.29) получаем

$$\begin{aligned} E + A &= 0, \\ A &= -E, \end{aligned} \quad (4.31)$$

тогда

$$u_{Cсв} = -Ee^{-t/RC}.$$

Напряжение на конденсаторе в переходном режиме (4.22)

$$u_C = E(1 - e^{-t/RC}). \quad (4.32)$$

Ток при включении цепи с RC элементами в переходном режиме, рис. 4.8.

$$i = C \frac{du_C}{dt} = \frac{E}{R} e^{-t/RC} \quad (4.33)$$

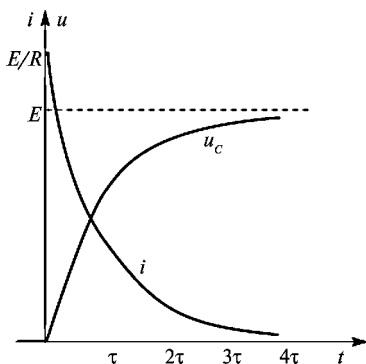


Рис. 4.8

R, C элементы подключаются к источнику синусоидального напряжения, рис. 4.7.

Для определения зависимости напряжения на ёмкостном элементе $u_c(t)$ во время переходного процесса при подключении источника синусоидального напряжения $e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$ необходимо рассмотреть два режима в цепи: принужденный и свободный.

$$u_c(t) = u_{c_{\text{св}}}(t) + u_{c_{\text{пр}}}(t) \quad (4.34)$$

Принужденный режим.

Напряжение $u_{c_{\text{пр}}}(t)$, когда ключ К замкнут, определяют в комплексном виде, рассчитав цепь из последовательно соединенных источника, резистора и емкостного элементов. Ток в цепи

$$i_{\text{пр}} = \frac{\dot{E}_m}{Z} = \frac{E_m}{Z} e^{j(\psi_e - \varphi)},$$

где

$$\dot{E}_m = E_m e^{j\omega t},$$

$$Z = R - j \frac{1}{\omega C} = Z e^{j\varphi},$$

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}, \quad \varphi = \arctg\left(-\frac{1}{\omega RC}\right).$$

Комплексное напряжение на емкостном элементе

$$\dot{U}_{c_{\text{пр}}}(t) = Z_c i_{\text{пр}} = -j \frac{E_m}{\omega CZ} e^{j(\psi_e - \varphi)} = \frac{E_m}{\omega CZ} e^{j(\psi_e - \varphi - \pi/2)}.$$

Тогда

$$u_{c_{\text{пр}}}(t) = \frac{E_m}{\omega CZ} \sin(\omega t + \psi_e - \varphi - \pi/2). \quad (4.35)$$

Свободный режим.

Свободная составляющая напряжения

$$u_{c_{\text{св}}}(t) = A e^{pt},$$

где

$$p = -\frac{1}{RC}, \quad A = -u_{c_{\text{пр}}}(0)$$

что получено согласно (4.26) и (4.31), тогда

$$u_{c_{\text{св}}}(t) = -\frac{E_m}{\omega CZ} \sin(\psi_e - \varphi - \pi/2) e^{-t/RC}. \quad (4.36)$$

Напряжение на ёмкостном элементе $u_c(t)$ в переходном режиме (4.34) равно

$$u_c(t) = \frac{E_m}{\omega CZ} [\sin(\omega t + \psi_e - \varphi - \pi/2) - \sin(\psi_e - \varphi - \pi/2) e^{-t/RC}]. \quad (4.37)$$

Ток $i(t)$

$$i(t) = C \frac{du_C}{dt} = \frac{E_m}{R} [\cos \varphi \cdot \sin(\omega t + \psi_\varphi - \varphi) - \sin \varphi \cdot \sin(\psi_\varphi - \varphi - \pi/2) e^{-t/RC}]. \quad (4.38)$$

Разряд конденсатора, подключенного к источнику постоянного напряжения.

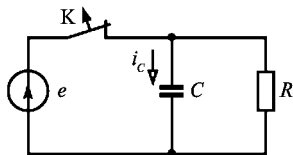


Рис. 4.9

До размыкания ключа (рис. 4.9) конденсатор заряжен до напряжения источника $e = E$. После окончания переходного процесса ёмкость ($t \rightarrow \infty$) разряжается, $u_{Cnp}(0)$, ток i_c тоже равен нулю.

В переходном режиме напряжение на ёмкости C

$$u_C(t) = u_{Cсв} + u_{Cnp} = u_{Cсв}.$$

Свободная составляющая напряжения $u_{Cсв} = Ae^{-pt}$.

В соответствии (4.26) $p = -1/RC$.

Из условия коммутации $u_C(0) = u_{Cсв}(0) + u_{Cnp}(0) = E$, $A = E$.

Напряжение в конденсаторе C и ток в переходном режиме, рис. 4.10,

$$u_C(t) = Ee^{-t/RC}. \quad (4.39)$$

$$i(t) = C \frac{du_C}{dt} = -\frac{E}{R} e^{-t/RC}. \quad (4.40)$$

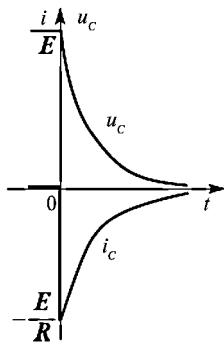


Рис. 4.10

Энергия электрического поля конденсатора расходуется на нагрев резистора.

Пример 4. Параллельно соединенные резистор с сопротивлением R и конденсатор ёмкостью C подключены к источнику питания с ЭДС $e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$ (рис. 4.11). Цепь отключается в момент, когда ток в цепи равен нулю. Определить напряжение на конденсаторе после отключения источника.

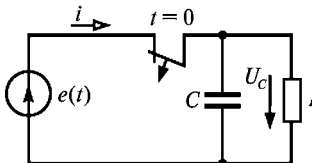


Рис. 4.11

Решение. Ток в цепи до коммутации

$$i = i_R + i_C = \frac{E_m}{R} \sin(\omega t + \psi_e) + \omega C E_m \sin(\omega t + \psi_e + \pi/2).$$

Так как $i(0) = 0$, то $\sin \psi_e + \omega RC \cos \psi_e = 0$, т. е. $\psi_e = \arctg(-\omega RC)$; из схемы видно, что

$$u_C(0) = e(0) = E_m \sin \psi_e = E_m \omega RC / \sqrt{1 + (\omega RC)^2}.$$

По первому закону Кирхгофа после размыкания ключа

$$i_R + i_C = 0 \quad \text{или} \quad u_C / R + C du_C / dt = 0.$$

Характеристическое уравнение по (4.25)

$$p + 1/(RC) = 0 \quad \text{и} \quad p_1 = -1/(RC).$$

Так как $u_{C_{np}} = u_{C_y} = 0$, то

$$\begin{aligned} u_C &= u_{C_{св}} = A e^{-t/(RC)} = u_C(0) e^{-t/(RC)} = \\ &= \frac{E_m \omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} e^{-t/(RC)}. \end{aligned}$$

4.6. Переходные процессы в цепи с R, L, C элементами

Переходный процесс при разряде заряженного до значения U_{C_0} конденсатора в цепи с R, L, C элементами (рис. 4.12) зависит от соотношения параметров R, L, C .

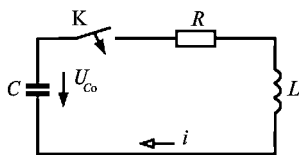


Рис. 4.12

По второму закону Кирхгофа при замыкании ключа K

$$Ri + L \frac{di}{dt} + u_C = 0,$$

где $i = C \frac{du_C}{dt}$.

При отсутствии в цепи источников по окончании переходного процесса i_{np} равна 0, тогда $i = i_{св}$.

Процесс в цепи описывается дифференциальным уравнением второго порядка

$$\frac{d^2 u_c}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{du_c}{dt} + \frac{1}{LC} u_c = 0$$

Корни характеристического уравнения

$$p^2 + \frac{R}{L} p + \frac{1}{LC} = 0$$

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}$$

определяют $u_c = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$.

Если $\frac{R^2}{4L^2} > \frac{1}{LC}$, то корни p_1 и p_2 действительные, в цепи происходит аperiodический разряд конденсатора.

Энергия, отдаваемая конденсатором, вначале частично идет на нагрев резистора, а частично переходит в магнитное поле катушки, пока, наконец, вся энергия запасается катушкой и от конденсатора, переходит в тепло.

Если $\frac{R^2}{4L^2} < \frac{1}{LC}$, корни p_1 и p_2 – комплексные.

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_{\text{св}},$$

$$\text{где } \omega_{\text{св}} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}, \alpha = \frac{R}{2L}.$$

Ток и напряжение на конденсаторе в этом случае являются затухающими синусоидальными с угловой частотой собственных колебаний $\omega_{\text{св}}$

$$u_c = A e^{-\alpha t} \sin(\omega_{\text{св}} t + \psi),$$

где A определяется из начального значения напряжения заряженного конденсатора U_{C_0} [6]

$$U_{C_0} = A \sin \psi,$$

$$\text{tg } \psi = \frac{\omega_{\text{св}}}{\alpha}, A = \frac{U_{C_0}}{\omega_{\text{св}}} \sqrt{LC}.$$

Глава пятая. ЦЕПИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

- 5.1. Несинусоидальные ЭДС, напряжения и токи 130
- 5.2. Математическое описание функций, несинусоидально зависящих от времени (ЭДС, токов и напряжений) 131
- 5.3. Максимальные, действующие и средние значения несинусоидальных периодических функций (напряжений, ЭДС и токов) 135
- 5.4. Высшие гармоники в трёхфазных цепях 136

Глава пятая.

ЦЕПИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

5.1. Несинусоидальные ЭДС, напряжения и токи

На практике ЭДС, напряжения и токи обычно в большей или меньшей степени отличаются от постоянных или синусоидальных, и их зависимость от времени может быть периодической, почти периодической и непериодической. В энергетике из-за отличия кривой распределения магнитной индукции генератора от синусоиды ЭДС источника в той или иной мере отличаются от синусоидальных, а наличие нелинейных элементов в цепи усиливает отличие от синусоиды зависимостей от времени токов и напряжений в электрических цепях.

В информационной технике для передачи информации применяются электрические сигналы, зависимость от времени которых может иметь любую, почти всегда отличающуюся от синусоиды форму. При любой форме зависимости напряжения на выводах приёмника-двухполюсника от времени применение принципа компенсации приводит к схеме замещения с ЭДС, зависимость которой от времени может быть периодической, почти периодической или непериодической. Во всех случаях расчет токов в линейной цепи с такой ЭДС может быть произведен при помощи методов анализа цепей постоянного и синусоидального тока или теории переходных процессов.

5.2. Математическое описание функций, несинусоидально зависящих от времени (ЭДС, токов и напряжений)

Периодическую функцию можно описать аналитически, графически или таблично на интервале одного периода $0 < t < T$ и далее распространить это описание на время от $t = 0$ до $t = \infty$, повторяя эту функцию через каждый период. Всякая периодическая функция $f(\omega t)$, имеющая на конечном интервале конечное число разрывов первого рода и конечное число экстремумов (условия Дирихле), может быть разложена в тригонометрический ряд Эйлера-Фурье

$$f(\omega t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{km} \sin(k\omega t + \psi_k), \quad (5.1)$$

где $\omega = 2\pi/T$; A_0 – постоянная составляющая; A_{1m} и ψ_1 – амплитуда и начальная фаза первой гармоники; A_{km} и ψ_{km} при $k > 1$ – амплитуда и начальная фаза каждой из высших гармоник. Ряд (5.1) может быть представлен в ином виде:

$$f(\omega t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (B_{km} \sin k\omega t + C_{km} \cos k\omega t), \quad (5.2)$$

где $B_{km} = A_{km} \cos \psi_k$; $C_{km} = A_{km} \sin \psi_k$. Коэффициенты разложения вычисляются при помощи следующих интегралов:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\omega t) d(\omega t);$$

$$B_{km} = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin(k\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\omega t) \sin(k\omega t) d(\omega t);$$

$$C_{km} = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos(k\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\omega t) \cos(k\omega t) d(\omega t).$$

В табл. 5.1 приведены разложения в ряд Фурье наиболее часто встречаемых функций. Совокупность гармонических составляющих несинусоидальных периодических функций называется дискретным частотным спектром: A_{km} – спектр амплитуд, ψ_k – спектр фаз.

Таблица 5.1.

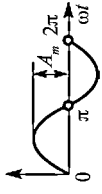
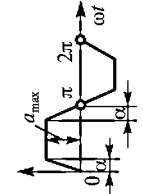
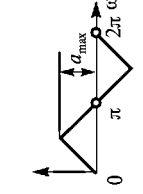
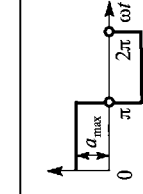
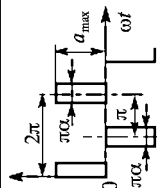
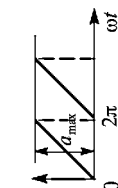
График $f(\omega t)$	Разложение в ряд $f(\omega t)$	Действующее значение A
	$f(\omega t) = A_m \sin \omega t$	$\frac{A_m}{\sqrt{2}}$
	$f(\omega t) = \frac{4a_{\max}}{\alpha\pi} \left(\sin \alpha \sin \omega t + \frac{1}{9} \sin 3\alpha \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\alpha \sin 5\omega t + \dots + \frac{1}{k^2} \sin k\alpha \sin k\omega t + \dots \right)$	$a_{\max} \sqrt{1 - \frac{4\alpha}{3\pi}}$
	$f(\omega t) = \frac{8a_{\max}}{\pi^2} \left(\sin \omega t - \frac{1}{9} \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\omega t - \dots + \frac{(-1)^{k-1}}{k^2} \sin k\omega t \dots \right)$	$\frac{a_{\max}}{\sqrt{3}}$
	$f(\omega t) = \frac{4a_{\max}}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots + \frac{1}{k} \sin k\omega t + \dots \right)$	a_{\max}

График $f(\omega t)$ Разложение в ряд $f(\omega t)$ Действующее значение A 

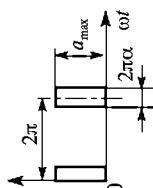
$$f(\omega t) = \frac{4a_{\max}}{\pi} \left(\sin \frac{\alpha\pi}{2} \cos \omega t + \frac{1}{3} \sin \frac{3\alpha\pi}{2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \sin \frac{5\alpha\pi}{2} \cos 5\omega t + \dots \right)$$

$$a_{\max} \sqrt{\alpha}$$



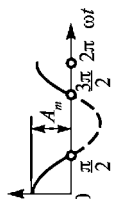
$$f(\omega t) = a_{\max} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right) \right]$$

$$\frac{a_{\max}}{\sqrt{3}}$$



$$f(\omega t) = a_{\max} \left[\alpha + \frac{2}{\pi} \left(\sin \alpha\pi \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin 2\alpha\pi \cos 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\alpha\pi \cos 3\omega t + \dots \right) \right]$$

$$a_{\max} \sqrt{\alpha}$$



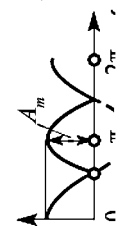
$$f(\omega t) = \frac{2A_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{\pi}{4} \cos \omega t + \frac{1}{1.3} \cos 2\omega t - \frac{1}{3.5} \cos 4\omega t + \frac{1}{5.7} \cos 6\omega t - \dots \right)$$

$$\frac{A_m}{2}$$

График $f(\omega t)$

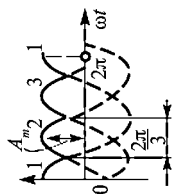
Разложение в ряд $f(\omega t)$

Действующее значение A



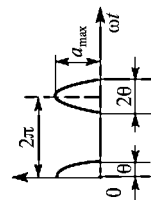
$$f(\omega t) = \frac{4A_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\omega t + \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\omega t - \dots \right)$$

$$A_m \sqrt{\frac{2}{3}}$$



$$f(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}A_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2 \cdot 4} \cos 3\omega t - \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\omega t + \frac{1}{8 \cdot 10} \cos 9\omega t - \dots \right)$$

$$A_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}}$$



$$f(\omega t) = a_{\max} \left(a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega t \right),$$

где

$$a_0 = \frac{1}{\pi(1 - \cos \theta)} (\sin \theta - \theta \cos \theta);$$

$$a_k = \frac{1}{k\pi(1 - \cos \theta)} \left(\frac{\sin(k - 1)\theta}{k - 1} - \frac{\sin(k + 1)\theta}{k + 1} \right)$$

$$a_{\max} \sqrt{\frac{\theta \left(\frac{1}{2} + \cos^2 \theta \right) - \frac{3}{4} \sin 2\theta}{\pi(1 - \cos \theta)^2}}$$

5.3. Максимальные, действующие и средние значения несинусоидальных периодических функций (напряжений, ЭДС и токов)

Несинусоидальная периодическая функция времени $f(\omega t)$ характеризуется следующими величинами:

1) средним значением за период

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(\omega t) dt; \quad (5.3)$$

2) средним значением по модулю

$$A_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T |f(\omega t)| dt; \quad (5.4)$$

3) среднеквадратическим за период или действующим значением

$$A = \sqrt{1/T \int_0^T f^2(\omega t) dt} = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} A_k^2}, \quad (5.5)$$

где при $k \geq 1$ $A_k = A_{k_m} / \sqrt{2}$;

4) максимальным значением за период (положительным или отрицательным) $a_{\text{max}(+)}$ или $a_{\text{max}(-)}$. При симметричной функции относительно оси абсцисс $a_{\text{max}(+)} = a_{\text{max}(-)} = a_{\text{max}}$.

Измерительные приборы различных систем в силу их принципа действия измеряют различные величины, характеризующие несинусоидальные токи или напряжения (табл. 5.2).

Таблица 5.2.

Значение	Система измерительного прибора
Среднее квадратичное или действующее A	Электродинамическая, электромагнитная, тепловая
Среднее за период A_0	Магнитоэлектрическая
Среднее по модулю $A_{\text{ср}}$	Магнитоэлектрическая, выпрямительная
Максимальное $a_{\text{max}(+)}$ или $a_{\text{max}(-)}$	Электронная, амплитудная

5.4. Высшие гармоники в трёхфазных цепях

В трёхфазных цепях несинусоидальные ЭДС источников симметричны относительно оси времени со сдвигом на половину периода и отличаются по фазе на треть периода.

Гармонические составляющие ЭДС:

$$\left. \begin{aligned} e_{Ak} &= U_{km} \sin(k\omega t + \psi_k); \\ e_{Bk} &= U_{km} \sin\left(k\omega t - \frac{2k\pi}{3} + \psi_k\right); \\ e_{Ck} &= U_{km} \sin\left(k\omega t + \frac{2k\pi}{3} + \psi_k\right). \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

при нечетном k .

Так как $2k\pi/3 = 2\pi n$, где n — целое число при k , кратном трем, и гармоники, кратные трем, совпадают по фазе во всех трех фазах, а в линейных напряжениях U_{AB} , U_{BC} и U_{CA} гармоники, кратные трем, отсутствуют.

При фазном напряжении

$$\begin{aligned} U_{\phi} &= U_{AN} = U_{BN} = U_{CN} = \\ &= \sqrt{U_1^2 + U_3^2 + U_5^2 + U_7^2 + U_9^2 + \dots} \end{aligned} \quad (5.7)$$

линейное напряжение не содержит гармоник, кратных трем:

$$\begin{aligned} U_{\pi} &= U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = \\ &= \sqrt{3} \sqrt{U_1^2 + U_5^2 + U_7^2 + \dots} \end{aligned} \quad (5.8)$$

При соединении симметричных приёмников звездой

$$U_{\pi} < \sqrt{3} U_{\phi}. \quad (5.9)$$

Ток в нейтральном проводе i_N при симметричной нагрузке отличен от нуля и изменяется с тройной частотой 3ω и

$$I_N = 3 \sqrt{I_3^2 + I_9^2 + I_{15}^2 + \dots} \quad (5.10)$$

Соответственно, при соединении симметричных приёмников треугольником

$$I_{\pi} < \sqrt{3} I_{\phi}. \quad (5.11)$$

В симметричных трёхпроводных цепях (при отсутствии нейтрального провода) в линейных токах отсутствуют гармоники, кратные трем.

Часть вторая. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

Глава шестая.

ДИОДЫ, ВЫПРЯМИТЕЛИ, СТАБИЛИЗАТОРЫ

6.1. Характеристики элементов и методы расчета нелинейных цепей	138
6.2. Полупроводниковые диоды	142
6.2.1. Физические основы работы полупроводниковых приборов, <i>p-n</i> переход	142
6.2.2. Полупроводниковый диод и его вольт-амперная характеристика	145
6.3. Выпрямители	148
6.3.1. Основные понятия и характеристики	148
6.3.2. Однополупериодный выпрямитель	150
6.3.3. Двухполупериодные выпрямители	152
6.3.3.1. Двухполупериодный мостовой выпрямитель	152
6.3.3.2. Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки трансформатора	154
6.3.4. Трёхфазный выпрямитель с выводом нейтрали	154
6.3.5. Трёхфазный мостовой выпрямитель	155
6.3.6. Сглаживание выпрямленного напряжения	156
6.3.6.1. Основные понятия о сглаживающих фильтрах	156
6.3.6.2. Ёмкостной фильтр	156
6.3.6.3. Индуктивный фильтр	158
6.3.6.4. <i>LC</i> -фильтр	158
6.3.7. Схемы выпрямления с умножением напряжения	159
6.3.8. Работа выпрямителя на встречный источник ЭДС	160
6.4. Управляемые источники напряжения	161
6.4.1. Тиристоры	161
6.4.2. Управляемые выпрямители	162
6.5. Стабилизаторы	163
6.5.1. Стабилитроны	163
6.5.2. Стабилизаторы напряжения	165

Часть вторая.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

Глава шестая.

ДИОДЫ, ВЫПРЯМИТЕЛИ, СТАБИЛИЗАТОРЫ

6.1. Характеристики элементов
и методы расчета нелинейных цепей

Если зависимость между напряжением и током резистивного двухполюсника (вольт-амперная характеристика) не может быть выражена линейным уравнением, то двухполюсник называют *нелинейным*. Если при токе равно нулю напряжение отлично от нуля, то двухполюсник — *активный*, если оно равно нулю, то двухполюсник — *пассивный*.

Если нелинейная характеристика справедлива как для мгновенных значений, изменяющихся во времени, так и для постоянных тока и напряжения, двухполюсник считают *безынерционным*. Если нелинейные характеристики различны для постоянных и для зависящих от времени мгновенных значений, то двухполюсник называют *инерционным*. Обозначение нелинейного резистивного двухполюсника дано на рис. 6.1 а, б.

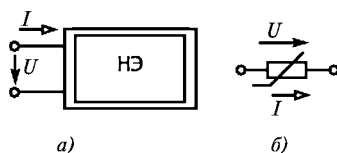


Рис. 6.1

Существуют нелинейные инерционные резистивные элементы, нелинейность характеристик которых обусловлена их нагревом, зависящим от мощности, выделяемой в элементе, например, лампы накаливания, стабилизаторы тока (бареттеры). Эти характеристики относятся только к действующим значениям токов и напряжений. Мгновенные значения токов и напряжений при частотах, превышающих определенную, зависящую от инерционных свойств элемента частоту, связаны

линейной зависимостью $u = R_{\text{ст}} i$, в которой статическое сопротивление $R_{\text{ст}}$ определяется отношением действующих значений напряжения к току. Такие элементы относятся к неискажающим.

Сопротивление нелинейного резистивного элемента зависит от напряжения или тока. Статическое сопротивление $R_{\text{ст}} = U/I$. Дифференциальным сопротивлением называется $R_{\text{диф}} = dU/dI$.

В зависимости от области характеристики, в которой работает нелинейный резистор, применяют различные схемы замещения, справедливые только для этой области (рис. 6.2 а). Вблизи рабочей точки (точка А) нелинейная функция $I(U)$ раскладывается в ряд Тейлора:

$$I = I_A + \left. \frac{dI}{dU} \right|_A (U - U_A) + \left. \frac{d^2 I}{dU^2} \right|_A \frac{(U - U_A)^2}{2} + \dots \\ \dots + \left. \frac{d^n I}{dU^n} \right|_A \frac{(U - U_A)^n}{n!}.$$

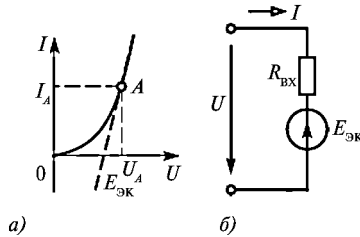


Рис. 6.2

Если рабочая точка находится на линейном участке, то можно ограничиться только первыми двумя членами ряда. Вблизи рабочей точки характеристика описывается уравнением

$$I = I_A + \left. \frac{dI}{dU} \right|_A (U - U_A)$$

или

$$U - U_A = R_{\text{диф}A} (I - I_A).$$

Для этого линейного участка характеристики схема замещения нелинейного резистивного элемента имеет вид линейного активного двухполюсника с входным сопротивлением $R_{\text{вх}} = R_{\text{диф}A} = \left. \frac{dU}{dI} \right|_A$ и источника с ЭДС $E_{\text{эк}} = U_A - R_{\text{диф}} I_A$ (рис. 6.2 б).

Для расчета цепей, содержащих линейные и нелинейные двухполюсники, применяют методы, основанные на законах Кирхгофа в виде $\sum i = 0$ и $\sum u = 0$. Методы и принципы, основанные на пропорциональности напряжения току (закон Ома), неприменимы для расчета нелинейных цепей. При этом вместо закона Ома необходимо пользоваться нелинейной зависимостью $u = u(i)$ или $U = U(I)$.

Электрическая цепь, содержащая нелинейные и линейные элементы, должна быть разделена на линейную и нелинейную части, при расчете каждой из которых используют свои методы и принципы. Для анализа цепей, содержащих безынерционные нелинейные элементы, неприменим комплексный метод описания и расчета цепей переменного тока.

Для цепей, содержащих инерционные нелинейные элементы, в которых мгновенные значения тока и напряжения связаны линейной функцией с коэффициентом пропорциональности, зависящим от действующих значений тока или напряжения, комплексный метод применим. При этом следует учитывать зависимость комплексных операторов Z или Y от действующих значений тока или напряжения.

В приближенных расчетах производят условную гармоническую линеаризацию нелинейной задачи, заменяя несинусоидальную функцию времени эквивалентной синусоидальной.

Постоянный электрический ток в цепи с нелинейными двухполюсниками. Если нелинейный резистивный элемент с известной характеристикой $I(U)$ подключен к линейному активному двухполюснику с постоянными ЭДС и токами источников (рис. 6.3 а), то независимо от сложности линейного двухполюсника согласно принципу эквивалентного активного двухполюсника он эквивалентен источнику ЭДС $E_{\text{ЭК}} = U_{\text{Х}}$ с входным сопротивлением $R_{\text{ВХ}} = U_{\text{Х}}/I_{\text{К}}$ (рис. 6.3 б). Между напряжением U и током I нелинейного двухполюсника должна выполняться линейная зависимость: $U = E_{\text{ЭК}} - R_{\text{ВХ}} I$, задаваемая параметрами активной линейной части цепи. Построение на одном графике харак-

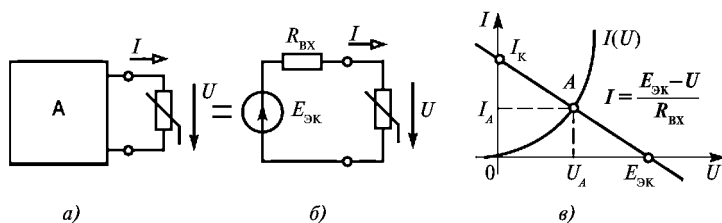


Рис. 6.3

теристик линейного и нелинейного двухполюсников в точке их пересечения (точка A) позволяет найти ток (I_A) и напряжение (U_A) нелинейного резистора (рис. 6.3 в).

В цепи может содержаться два и более нелинейных элементов, соединенных последовательно (рис. 6.4 а) или параллельно (рис. 6.5 а) с вольт-амперными характеристиками заданными в виде графиков, рис. 6.4 б и рис. 6.5 б. В этих случаях следует построить вольт-амперные характеристики эквивалентных нелинейных элементов, складывая напряжения $U_3 = U_1 + U_2$ при одном и том же токе (рис. 6.4 б, при последовательном соединении) или токи $I_3 = I_1 + I_2$ при одном и том же напряжении (рис. 6.5 б, при параллельном соединении). Дальнейшие построения производятся как описано выше для одного нелинейного элемента. Поскольку вольт-амперные характеристики нелинейных элементов получают экспериментально и изображают в виде графиков, графические методы расчета нелинейных цепей получили широкое распространение.

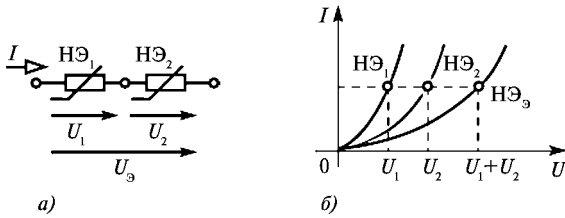


Рис. 6.4

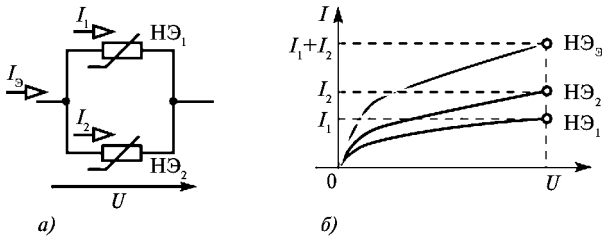


Рис. 6.5

6.2. Полупроводниковые диоды

6.2.1. Физические основы работы полупроводниковых приборов, p-n переход

Современная электротехника в основном базируется на использовании полупроводниковых элементов, характеристики которых являются нелинейными. Для изготовления полупроводниковых приборов применяют простые полупроводниковые вещества: германий (Ge), кремний (Si), селен (Se); и сложные: арсенид галлия (GaAs), антимонид индия (InSb). Величина удельного электрического сопротивления для чистых полупроводниковых материалов лежит в диапазоне от 0,65 (Ge) до 10^8 Ом·м (Se). По значению удельного электрического сопротивления полупроводники занимают промежуточное место между хорошими проводниками и диэлектриками. С понижением температуры сопротивление металлов падает, а у полупроводников, растет и вблизи абсолютного нуля они практически становятся изоляторами. Это объясняется тем, что у полупроводников концентрация носителей свободных зарядов увеличивается с ростом температуры. Рассмотрим качественно этот механизм на примере кремния (Si).

Атомы кремния имеют четыре электрона на внешней оболочке (**валентные электроны**). В кристаллической решетке каждый атом окружен четырьмя ближайшими соседями. Связь между атомами в кристалле кремния является **ковалентной**, осуществляется парой валентных электронов. Каждый валентный электрон принадлежит двум атомам (рис. 6.6). Валентные электроны в кристалле кремния гораздо сильнее связаны с атомами, чем в металлах; поэтому концентрация электронов проводимости при комнатной температуре в полупроводниках на много порядков меньше, чем у металлов.

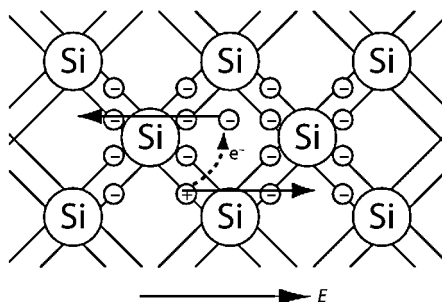


Рис. 6.6

При повышении температуры некоторая часть валентных электронов может получить энергию, достаточную для разрыва ковалентных связей. Тогда в кристалле возникнут свободные электроны (электроны проводимости). Одновременно в местах разрыва связей образуются вакансии, которые не заняты электронами. Эти вакансии получили название «дырок». Вакантное место может быть занято валентным электроном из соседней пары, тогда дырка переместится на новое место в кристалле. При данной температуре полупроводника в единицу времени образуется определенное количество электронно-дырочных пар. В то же время идет обратный процесс — при встрече свободного электрона с дыркой восстанавливается электронная связь между атомами кремния. Этот процесс называется **рекомбинацией**. Электронно-дырочные пары могут рождаться также при освещении полупроводника за счет энергии электромагнитного излучения. В отсутствие электрического поля электроны проводимости и дырки участвуют в хаотическом тепловом движении.

Если полупроводник помещается в электрическое поле, то в упорядоченное движение вовлекаются не только свободные электроны, но и дырки, которые ведут себя как положительно заряженные частицы. Поэтому ток I в полупроводнике складывается из электронного I_n и дырочного I_p токов:

$$I = I_n + I_p.$$

Концентрация электронов проводимости в чистом (без примесей) полупроводнике равна концентрации дырок: $n_n = n_p$.

Такая проводимость называется **собственной электрической проводимостью** полупроводников.

При наличии примесей электропроводимость полупроводников сильно изменяется. Например, добавка примесей фосфора в кристалл кремния в количестве 0,001 атомного процента уменьшает удельное сопротивление более чем на пять порядков.

Необходимым условием резкого уменьшения удельного сопротивления полупроводника при введении примесей является отличие валентности атомов примеси от валентности основных атомов кристалла.

Проводимость полупроводников при наличии примесей называется **примесной проводимостью**. Различают два типа примесной проводимости — **электронную** и **дырочную** проводимости.

Электронная проводимость возникает, когда в кристалл кремния с четырехвалентными атомами введены атомы с пятью электронами на внешней оболочке (атомы из *VA* группы таблицы системы элементов Менделеева) рассмотрим введение атомов фосфора.

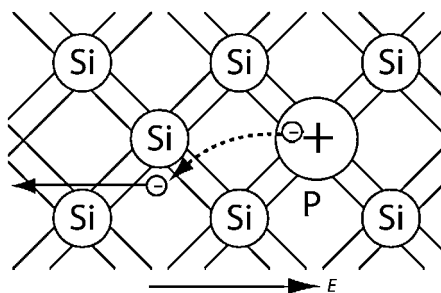


Рис. 6.7

На рис. 6.7 показан пятивалентный атом фосфора, оказавшийся в узле кристаллической решетки кремния. Четыре валентных электрона атома фосфора включены в образование ковалентных связей с четырьмя соседними атомами кремния. Пятый валентный электрон оказался излишним; он легко отрывается от атома фосфора и становится свободным. Атом, потерявший электрон, превращается в положительный ион, расположенный в узле кристаллической решетки. Примесь из атомов с валентностью, превышающей валентность основных атомов полупроводникового кристалла, называется **донорной примесью**. В результате ее введения в кристалле появляется значительное число свободных электронов. Это приводит к резкому уменьшению удельного сопротивления полупроводника — в тысячи и даже миллионы раз. Удельное сопротивление проводника с большим содержанием примесей может приближаться к удельному сопротивлению металлического проводника.

В кристалле кремния с примесью фосфора есть электроны и дырки, ответственные за собственную проводимость кристалла. Но основным типом носителей свободного заряда являются электроны, оторвавшиеся от атомов фосфора. В таком кристалле $n_n \gg n_p$. Такая проводимость называется **электронной**, а полупроводник, обладающий **электронной** проводимостью, называется **полупроводником n-типа** (*n* от negative — отрицательный).

Дырочная проводимость возникает, когда в кристалл кремния введены атомы с тремя электронами на внешней оболочке (атомы из IIIA группы) рассмотрим введение атомов индия. На рис. 6.8 показан атом индия, который создал с помощью своих валентных электронов ковалентные связи лишь с тремя соседними атомами кремния. На образование связи с четвертым атомом кремния у атома индия нет электрона. Этот недостающий электрон может быть захвачен атомом индия из ковалентной связи соседних атомов кремния. В этом случае атом

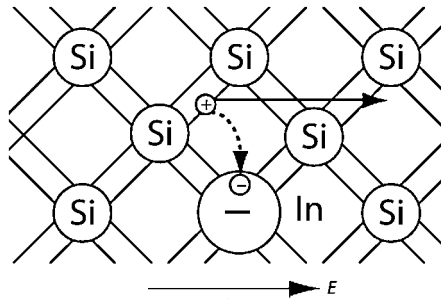


Рис. 6.8

индия превращается в отрицательный ион, расположенный в узле кристаллической решетки, а в ковалентной связи соседних атомов образуется вакансия. Примесь атомов, способных захватывать электроны, называется **акцепторной примесью**. В результате введения акцепторной примеси в кристалле разрывается множество ковалентных связей и образуются вакантные места (дырки). На эти места могут перескакивать электроны из соседних ковалентных связей, что приводит к хаотическому блужданию дырок по кристаллу.

Наличие акцепторной примеси резко снижает удельное сопротивление полупроводника за счет появления большого числа свободных дырок. Концентрация дырок в полупроводнике с акцепторной примесью значительно превышает концентрацию электронов, которые возникли из-за механизма собственной электропроводности полупроводника: $n_p \gg n_n$. Проводимость такого типа называется **дырочной проводимостью**. Примесный полупроводник с дырочной проводимостью называется полупроводником **p-типа** (*p* от positive — положительный). Основными носителями свободного заряда в полупроводниках *p*-типа являются дырки.

Следует подчеркнуть, что дырочная проводимость в действительности обусловлена эстафетным перемещением по вакансиям от одного атома кремния к другому электронов, которые осуществляют ковалентную связь.

6.2.2. Полупроводниковый диод и его вольт-амперная характеристика

Полупроводниковый диод — это электропреобразовательный полупроводниковый прибор с одним переходом и двумя выводами, в котором используются свойства *p-n* перехода. Непосредственный электрический контакт между *p*- и *n*-типом полупроводников называют

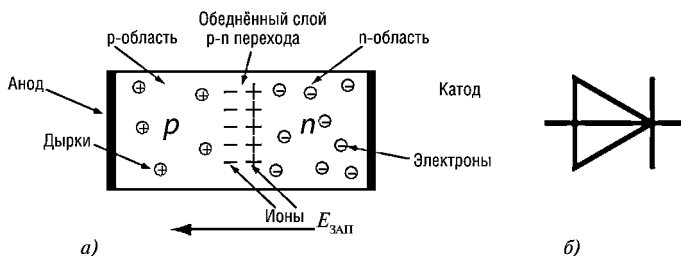


Рис. 6.9

p-n переходом. Свойства полупроводникового диода определяются поведением *p-n*-перехода. В структуре содержащей *p-n* переход выделяют три зоны. Две из них расположены по краям, они относительно больших размеров и обладают одна проводимостью *p*-типа, а вторая — проводимостью *n*-типа (рис. 6.9 а). Третья зона называется *p-n* переходом и представляет собой очень узкую область, разделяющую области с *p*- и *n*-типами проводимости. Внешние поверхности областей с *p*- и *n*-типами проводимости покрывают металлическими электродами. Электрод, контактирующий с областью *p*-типа, называется *анодом*, а контактирующий с областью *n*-типа — *катодом*. Условное обозначение диода показано на рис. 6.9 б).

Выпрямительные диоды выполняются на основе *p-n* перехода и имеют две области, одна из них является более низкоомной (содержит большую концентрацию примеси). Другая область, база — более высокоомная (содержит меньшую концентрация примеси).

При непосредственном электрическом контакте полупроводников *n*-типа и *p*-типа носители зарядов каждого из них диффундируют из одного полупроводника в другой. Из полупроводника *n*-типа в полупроводник *p*-типа диффундируют электроны, а в обратном направлении из полупроводника *p*-типа в полупроводник *n*-типа диффундируют дырки и рекомбинируют. В результате диффузии носителей зарядов по обе стороны границы раздела двух полупроводников с различным типом электропроводности создаются объемные заряды различных знаков, рис. 6.9 а. В области *n* возникает положительный объемный заряд, который образован положительно заряженными атомами донорной примеси. Подобно этому в области *p* возникает отрицательный объемный заряд, образованный отрицательно заряженными атомами акцепторной примеси. Сама область *p-n* перехода обеднена носителями заряда. Между образовавшимися объемными зарядами возникает контактная разность потенциалов и запирающее электрическое поле

$E_{\text{зап}}$, направленное от n - области к p - области, которое препятствует диффузии основных носителей заряда.

Если на электроды диода подать постоянное напряжение, соединив анод с положительным полюсом источника тока, а катод — с отрицательным, то под действием возникшего электрического поля электроны начнут перемещаться в сторону от катода к аноду (навстречу полю), а дырки — от анода к катоду (по ходу поля). В результате сопротивление p - n перехода резко уменьшается и через него начинает течь электрический ток. В этом случае говорят, что к диоду приложено *прямое напряжение* и через диод течёт *прямой ток*, а сам диод находится в *открытом состоянии*. Если изменить полярность прикладываемого напряжения, то электроны устремятся к катоду (на него теперь подан «+»), а дырки — к аноду (на нём — «-»). В результате область p - n перехода расширяется, образуя обеднённую зарядами зону, что ведёт к резкому возрастанию электрического сопротивления p - n перехода и ток через диод резко уменьшается в сотни раз. Диод переходит в *закрытое состояние*. В этом случае говорят, что к диоду приложено *обратное напряжение* и через диод течёт *обратный ток*.

Вольт-амперная характеристика диода Д209 представлена на рис. 6.10. Зависимость прямого тока от напряжения нелинейна.

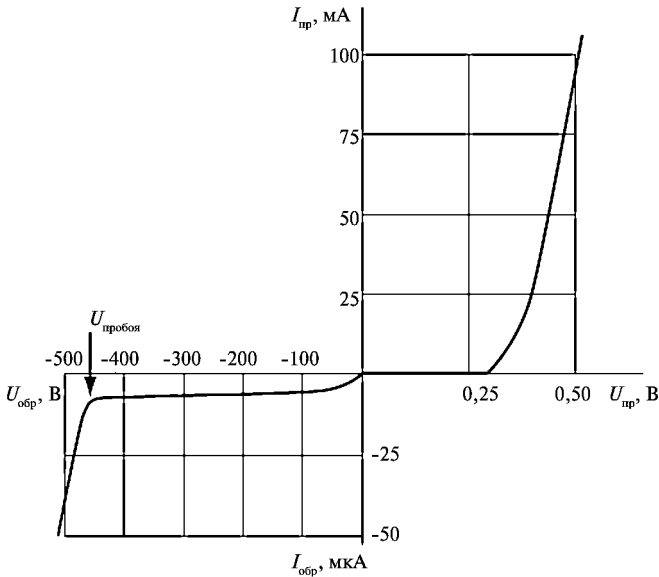


Рис. 6.10

Нелинейность заметно проявляется на начальном участке кривой, где величина прямого тока очень мала и с ростом напряжения изменяется очень медленно (рис. 6.10). На этом участке ВАХ диод можно считать закрытым. Для диода Д209 эта область находится в интервале от 0 до 0,3 В. При достижении между электродами прямого напряжения определенной величины диод открывается, и дальнейшая зависимость тока от напряжения становится практически линейной. Для кремниевых диодов величина открывающего напряжения находится в интервале от 0,3 до 1 В. Данное напряжение необходимо, для того чтобы преодолеть контактную разность потенциалов, образовавшуюся на границе раздела p - и n - областей.

Существование обратного тока объясняется присутствием неосновных носителей заряда (дырки в n -области и электроны в p -области), которыми обеспечивается перенос обратного тока (рис. 6.10) потому что для неосновных носителей заряда обратно смещенный p - n переход является открытым. Поскольку количество неосновных носителей заряда мало, они все принимают участие в переносе тока через обратно смещенный p - n переход, его величина практически не меняется. При достижении определённого значения напряжения (напряжения пробоя) обратный ток резко возрастает. Выделяют три вида пробоя лавинный, туннельный и тепловой, последний приводит к выходу диода из строя.

Диод характеризуется прежде всего двумя основными параметрами — *максимально допустимым прямым током* $I_{пр.маx}$ и *максимально допустимым обратным напряжением* $U_{обр.маx}$ (для диода Д209 $I_{пр.маx} = 100$ мА и $U_{обр.маx} = 400$ В).

6.3. Выпрямители

6.3.1. Основные понятия и характеристики

Выпрямитель — статическое устройство, служащее для преобразования переменного тока источника электроэнергии (сети) в постоянный. Выпрямитель состоит из трансформатора, вентильной группы и сглаживающего фильтра (рис. 6.11). Трансформатор T выполняет несколько функций: изменяет напряжение сети $U_{вх}$ до значения U_1 , необходимого для выпрямления, электрически отделяет приёмник Π с сопротивлением нагрузки Z_H от сети, преобразует число фаз переменного напряжения

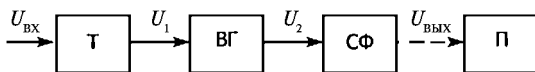


Рис. 6.11

источника. Вентильная группа $BГ$ преобразует переменный ток в пульсирующий однонаправленный. Сглаживающий фильтр $СФ$ уменьшает пульсации выпрямленного напряжения (тока) до значения, допустимого для работы приёмника. Трансформатор и сглаживающий фильтр $СФ$ не являются обязательными элементами схемы выпрямителя.

Основными параметрами, характеризующими качество работы выпрямителя, являются:

1) *средние значения выпрямленного (выходного) напряжения U_{cp} и тока I_{cp}*

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вых}} dt; \quad I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{вых}} dt, \quad (6.1)$$

где T — период изменения выходного напряжения (тока);

2) *частота пульсаций f_n выходного напряжения (тока):*

$$f_n = 1/T; \quad (6.2)$$

3) *коэффициент пульсаций p* , равный отношению амплитуды напряжения пульсаций $\Delta U_{\text{п}} = U_{\text{max}} - U_{\text{min}}$ к среднему значению выходного напряжения:

$$p = \Delta U_{\text{п}} / 2U_{cp}. \quad (6.3)$$

Вместо коэффициента пульсаций p часто вводят *коэффициент пульсаций по первой гармонике p_1* , равный отношению амплитуды первой гармоники выходного напряжения к его среднему значению:

$$p_1 = U_{1\text{вых м}} / U_{cp}; \quad (6.4)$$

4) *внешняя характеристика* — зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения выпрямленного тока:

$$U_{cp} = U_{cp}(I_{cp});$$

5) *КПД:*

$$\eta = \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{нх}}} = \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{п}} + P_{\text{тр}} + P_{\text{нг}} + P_{\text{ф}}}, \quad (6.5)$$

где $P_{\text{тр}}$, $P_{\text{нг}}$, $P_{\text{ф}}$ — мощности потерь в трансформаторе, в вентильной группе и сглаживающем фильтре соответственно.

Работа выпрямителя основана на свойствах вентилях — нелинейных двухполюсников, пропускающих ток преимущественно в одном (прямом) направлении. В качестве вентилях включают обычно полупроводниковые диоды.

Вентиль, обладающий нулевым сопротивлением для тока прямого направления и имеющий бесконечно большое сопротивление для обратного тока, называют *идеальным*. Вольт-амперные характеристики реальных вентилях приближаются к характеристике идеального вентиля.

Для работы в выпрямителях вентили выбирают по эксплуатационным параметрам, к которым относятся:

1) *наибольший (прямой) рабочий ток* $I_{\text{ср max}}$ — предельно допустимое среднее значение выпрямленного тока вентиля при его работе в однополупериодной схеме на резистивное сопротивление нагрузки (при нормальных для данного вентиля условиях охлаждения и температуры, не превышающей предельного значения);

2) *наибольшее допустимое обратное напряжение (амплитуда)* $U_{\text{обр max}}$ — обратное напряжение, которое вентиль выдерживает в течение длительного времени. Как правило, напряжение $U_{\text{обр max}}$ равно половине напряжения пробоя;

3) *прямое падение напряжения* $U_{\text{пр}}$ — среднее значение прямого напряжения в однополупериодной схеме выпрямления при резистивном сопротивлении нагрузки и номинальном токе. Производная dU/dI представляет собой *дифференциальное прямое сопротивление вентиля* R_v ;

4) *обратный ток* $I_{\text{обр}}$ — значение тока вентиля при допустимом обратном напряжении $U_{\text{обр max}}$;

5) *максимальная мощность* P_{max} — максимально допустимая мощность, которая может быть рассеяна вентилем.

На рис. 6.12, *a-г* приведены различные кусочно-линейные аппроксимации характеристик вентиля. Для проведения расчетов выпрямителей чаще всего ограничиваются простейшими аппроксимациями (рис. 6.12 *a, б*). Характеристика идеального вентиля показана на рис. 6.12 *а*.

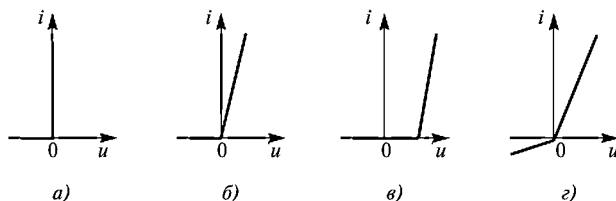


Рис. 6.12

6.3.2. Однополупериодный выпрямитель

Однополупериодный выпрямитель (рис. 6.13 *а*) состоит из трансформатора, к вторичной обмотке которого последовательно присоединены диод VD и нагрузочный резистор R_H .

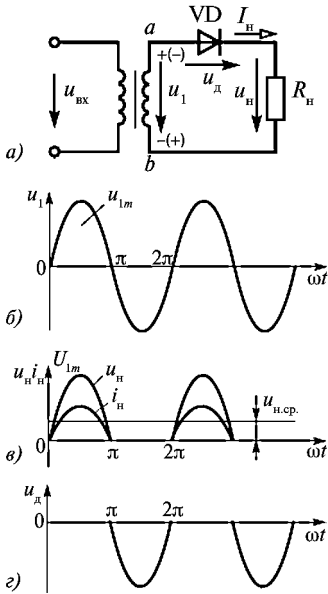


Рис. 6.13

Выпрямитель включают в сеть синусоидального напряжения и $u_1(t) = U_{1m} \sin \omega t$, рис. 6.13 б.

В первый полупериод $0 \leq \omega t \leq \pi$

$u_1(t) > 0$, $R_d \approx 0$ (диод открыт),

$$i_n = \frac{u_1(t)}{R_n + R_n} \approx \frac{u_1(t)}{R_n} = I_m \sin \omega t,$$

$$u_n = R_n i_n = U_{1m} \sin \omega t, u_d = 0.$$

Кривые напряжения и тока в нагрузке совпадают по форме, рис. 6.13 в.

Полярность напряжения $u_1(t)$ на рис. 6.13 а показана знаками «+» и «-».

Во второй полупериод $\pi < \omega t \leq 2\pi$

$u_1(t) < 0$, диод закрыт ($R_d \text{ обр} = \infty$), $i_n(t) = 0$, $u_n(t) = 0$, $u_d = u_1(t)$.

На рис. 6.13 г изображено напряжение на диоде.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{n, \text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_n(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_{1m} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U_{1m}}{2\pi} (-\cos \omega t \Big|_0^\pi) = \frac{U_{1m}}{\pi}. \quad (6.6)$$

Аналогично среднее значение выпрямленного тока

$$I_{n, \text{ср}} = \frac{I_{1m}}{\pi}.$$

Действующее значение на вторичной обмотке трансформатора

$$U_1 = \frac{U_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_{n, \text{ср}} \approx 2,22 U_{n, \text{ср}}. \quad (6.7)$$

Действующее значение напряжения и тока на нагрузке

$$U_n = U_{n, \text{ср}} \sqrt{2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi u_n^2(\omega t) d(\omega t)} = \frac{U_{1m}}{2}; I_n = \frac{I_m}{2}. \quad (6.8)$$

Для диода должны выполняться условия

$$U_{\text{обр. доп}} > U_{1m}; I_{\text{пр. max}} > I_{n, \text{ср}}.$$

Частота пульсаций f_n равна частоте f сети.

Коэффициент пульсаций

$$p = \frac{U_{н\max} - U_{н\min}}{2U_{н\text{ср}}} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57. \quad (6.9)$$

Однополупериодные выпрямители обычно применяют для питания высокоомных нагрузочных устройств, допускающих повышенную пульсацию.

6.3.3. Двухполупериодные выпрямители

Двухполупериодные выпрямители бывают двух типов: мостовыми и с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора. Эти выпрямители являются более мощными, чем однополупериодные, так как выпрямление происходит в оба полупериода напряжения сети. Это достигается за счет усложнения схем выпрямителя.

6.3.3.1. Двухполупериодный мостовой выпрямитель

Эта схема получила наибольшее распространение. Основу её составляет диодный мост $VD_1 - VD_4$, к одной диагонали которого подключена вторичная обмотка трансформатора, а по второй – нагрузка, рис. 6.14 а.

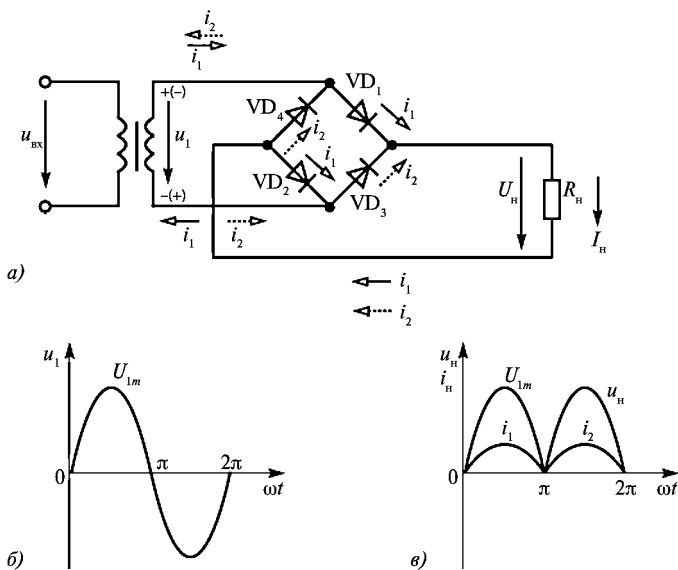


Рис. 6.14

Диоды включены так, что в первую половину периода $0 \leq \omega t \leq \pi$ напряжения (рис. 6.14 б) $u_1(t) = U_{m1} \sin \omega t > 0$, открыты диоды VD_1 и VD_2 , а диоды VD_3 и VD_4 закрыты, в цепи ток

$$i_1(t) = \frac{u_1(t)}{R_n}, \quad u_n = R_n i_1(t).$$

Во вторую половину периода ($\pi < \omega t \leq 2\pi$) $u_1(t) < 0$, диоды VD_3 и VD_4 открыты, а диоды VD_1 и VD_2 закрыты, в цепи ток

$$i_2(t) = \frac{u_1(t)}{R_n}, \quad u_n = R_n i_2(t).$$

В обе половины периода ток в нагрузке протекает в одном и том же направлении (рис. 6.14 в)

$$i_n = i_1 + i_2.$$

Средние значения выпрямленных напряжения и тока

$$U_{н\text{ср}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_n(\omega t) d(\omega t) = \frac{2U_{m1}}{\pi}, \quad (6.10)$$

$$I_{н\text{ср}} = \frac{2I_m}{\pi}.$$

Действующие значения выпрямленных напряжения и тока

$$U_n = \frac{U_{m1}}{\sqrt{2}}; \quad I_n = \frac{I_{nm}}{\sqrt{2}}. \quad (6.11)$$

Действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора

$$U_1 = \frac{U_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{н\text{ср}} \approx 1,11 U_{н\text{ср}}. \quad (6.12)$$

Частота пульсаций f_n равняется $2f$ сети.

Коэффициент пульсаций

$$p = \frac{\pi}{4} \approx 0,78.$$

6.3.3.2. Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки трансформатора

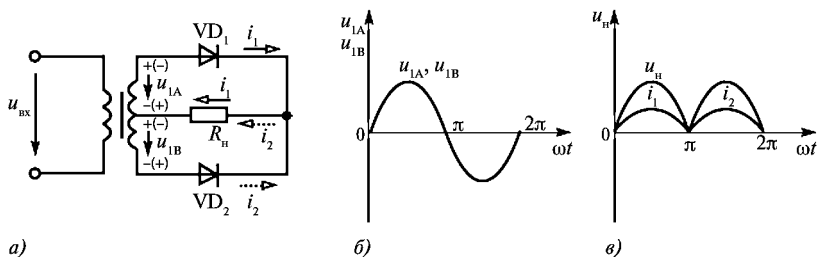


Рис. 6.15

Выходное напряжение u_n снимается между средней точкой трансформатора и общей точкой соединения диодов, рис. 6.15 а.

Диоды VD_1 и VD_2 подключают поочередно напряжение вторичных полуобмоток трансформатора (рис. 6.15 б) к общей нагрузке.

В течении двух полупериодов ток в нагрузке протекает в одном и том же направлении, рис. 6.15 в.

$$i_n = i_1 + i_2.$$

Средние значения напряжения и тока в нагрузке

$$U_{н\text{ ср}} = \frac{2U_m}{\pi}; \quad I_{н\text{ ср}} = \frac{2I_m}{\pi}. \quad (6.13)$$

Действующие значения выпрямленных напряжения и тока

$$U_n = \frac{U_{m1}}{\sqrt{2}}; \quad I_n = \frac{I_m}{\sqrt{2}}. \quad (6.14)$$

Частота пульсаций f_n равна $2f$ сети.

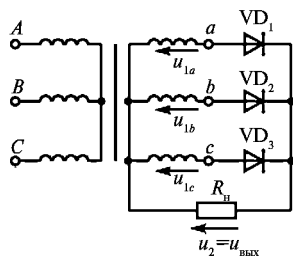


Рис. 6.16

6.3.4. Трёхфазный выпрямитель с выводом нейтрали

Схема выпрямителя приведена на рис. 6.16.

Здесь открыт в каждый момент времени тот из диодов, у которого фазное напряжение (рис. 6.17) больше фазных напряжений других фаз.

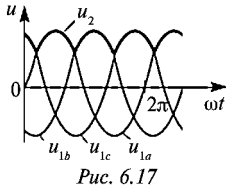


Рис. 6.17

В момент времени $t = 0$ максимально u_c и открыт диод VD3, затем будут открыты VD₁ (при $u_a = \max$), VD₂ (при $u_b = \max$) и т. д. Напряжение на нагрузке состоит из верхних частей косинусоид длительностью по 120° $\left(\frac{2\pi}{3}\right)$.

$$U_{\text{cp}} = \frac{3U_{1m}}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{1m}. \quad (6.15)$$

Частота пульсаций $f_{\text{п}}$ равняется $3f$ сети.

6.3.5. Трёхфазный мостовой выпрямитель

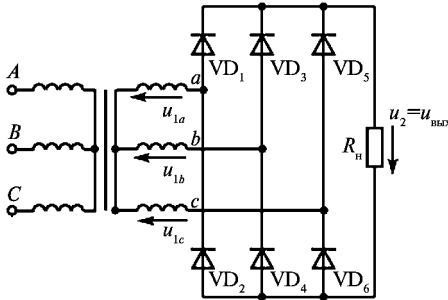


Рис. 6.18

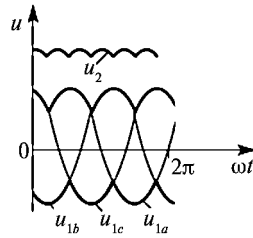


Рис. 6.19

Схема трёхфазного мостового выпрямителя показана на рис. 6.18.

В этой схеме открыта пара диодов, соответствующая максимальному линейному напряжению: группа диодов VD₁, VD₃, VD₅ выбирает максимальное фазное напряжение – верхушки косинусоид, а группа VD₂, VD₄, VD₆ – минимальное из них же, к нагрузке подключается разность этих фазных напряжений (рис. 6.19), т.е. линейное напряжение. Это так же верхушки косинусоид, продолжительностью $60^\circ \left(\frac{\pi}{3}\right)$.

$$U_{\text{cp}} = \frac{3\sqrt{3}U_{1m}}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{1m}. \quad (6.16)$$

Частота пульсаций $f_{\text{п}}$ равняется $6f$ сети.

6.3.6. Сглаживание выпрямленного напряжения

6.3.6.1. Основные понятия о сглаживающих фильтрах

Основным требованием, предъявляемым к сглаживающему фильтру, является максимально возможное уменьшение переменных составляющих выпрямленного тока и напряжения в сопротивлении нагрузки. Вместе с тем при построении схем сглаживающих фильтров следует стремиться к тому, чтобы постоянная составляющая выпрямленного тока полностью прошла через сопротивление нагрузки, а потери постоянной составляющей выпрямленного напряжения в элементах фильтра были минимальными.

Основными элементами сглаживающих фильтров являются конденсаторы, катушки индуктивности, сопротивления которых различны для постоянного и переменного токов.

Сглаживающий фильтр включают между вентильной группой и приёмником; он содержит (в основном) реактивные элементы, сопротивление которых зависит от частоты тока. При этом для обеспечения фильтрации последовательно с приёмником включают элементы, имеющие большое сопротивление для переменной составляющей выпрямленного тока и малое для постоянной, а параллельно — элементы, имеющие малое сопротивление для переменной и большое для постоянной составляющей. Последовательно включаемыми элементами могут быть индуктивная катушка с ферромагнитным сердечником с параметрами схемы замещения R_L, L или параллельный LC -контур, настроенный в резонанс на частоту пульсаций $\omega_n = 2\pi f_n$. Элементом, включаемым параллельно нагрузке, может быть конденсатор большой ёмкости или последовательный резонансный LC -контур.

Простой фильтр состоит из одного конденсатора или одной катушки индуктивности, более сложные содержат несколько реактивных элементов.

6.3.6.2. Ёмкостной фильтр

Ёмкостной фильтр состоит из конденсатора C , который подключается параллельно нагрузке R_n , рис. 6.20 *a*.

На рис. 6.20 *б*, пунктиром показаны напряжения на нагрузке в двухполупериодных выпрямителях без фильтра, а сплошной линией — с фильтром ($u_n = u_c$).

В интервале от t_1 до t_2 , диоды VD_1 и VD_2 открыты, диоды VD_3 и VD_4 закрыты, $u_2 > u_c$ в цепи имеются токи i, i_c, i_n ; происходит подзарядка конденсатора до значения близкого к U_{2m} .

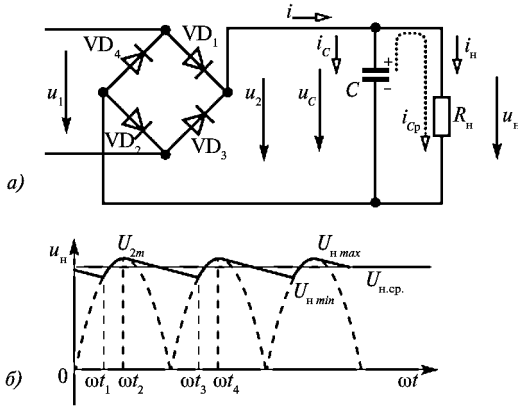


Рис. 6.20

В интервале от t_2 до t_3 $u_c > u_2$, все диоды закрыты $i = 0$. Конденсатор разряжается на нагрузку R_n , в цепи ток разрядки i_{cp} .

Напряжение на конденсаторе при разрядке изменяется по экспоненте

$$u_c(\omega t) = U_{cm} e^{-t/\tau_n}, \quad (6.17)$$

где $\tau_n = CR_n$.

В момент времени t_3 напряжение U_2 сравнивается с U_c , и далее от t_3 до t_4 открыты диоды VD_3 и VD_4 , диоды VD_1 и VD_2 закрыты, конденсатор C вновь заряжается до U_{2m} .

При большой ёмкости конденсатора время его зарядки становится пренебрежительно малым по сравнению с временем его разрядки; разрядка конденсатора протекает во времени практически по линейному закону. При большой ёмкости конденсатора пульсации напряжения на выходе выпрямителя сглаживаются, а среднее значение выпрямленного напряжения приближается к максимальному значению выходного напряжения.

Ёмкостной фильтр целесообразно применять при высокоомной нагрузке.

6.3.6.3. Индуктивный фильтр

Индуктивный фильтр состоит из катушки индуктивности L , включенной последовательно с нагрузкой R_n , рис. 6.21 а.

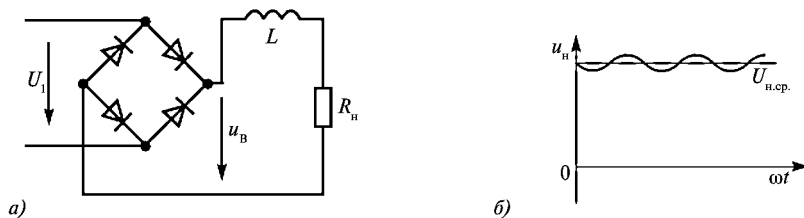


Рис. 6.21

Действие фильтра сводится к тому, что на катушке теряется переменная составляющая выпрямленного напряжения u_B , т.к. её сопротивление велико

$$X_L = \omega L > R_n,$$

а постоянная составляющая напряжения мала.

При увеличении индуктивности L сглаживающее действие повышается, пульсации напряжения уменьшаются.

Использование индуктивного фильтра эффективно в выпрямителях средней и большой мощности при малых сопротивлениях нагрузки.

6.3.6.4. LC-фильтр

Если пульсации должны быть весьма малыми, применяют LC-фильтры, в которых индуктивность L включается последовательно, а емкость C параллельно с нагрузкой, рис. 6.22 а. Тогда используются фильтрующие свойства L и C элементов.

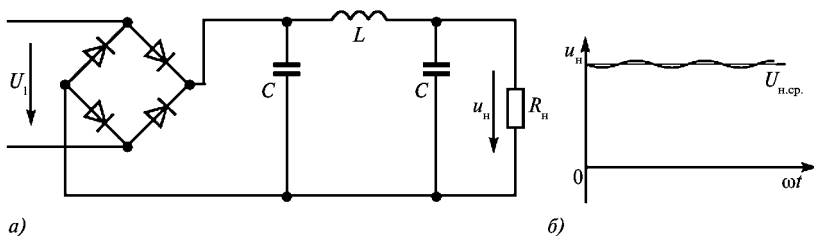


Рис. 6.22

Индуктивное сопротивление $X_L = \omega L$ должно быть значительно больше R_H для того, чтобы переменные составляющие выпрямленного напряжения с частотами пульсаций от основной ω и выше гармоник «задерживались» фильтром в виде падения напряжения на X_L , не достигая нагрузки. Емкостное сопротивление $X_C = 1/\omega C$ должно быть значительно меньше, чем R_H , чтобы переменные составляющие выпрямленного тока замыкались через X_C , минуя R_H . При этом постоянная составляющая тока, для которой $X_C \approx 0$, $X_L \approx \infty$, не создает падения напряжения на L и не замыкается через C целиком поступая в нагрузку R_H (рис. 6.22 б).

6.3.7. Схемы выпрямления с умножением напряжения

Схемы выпрямления с умножением напряжения позволяют получить высокие значения выпрямленного напряжения без применения высоковольтных трансформаторов. Принцип действия таких схем заключается в зарядке каждого из последовательно соединенных конденсаторов через свою группу вентилей от вторичной обмотки трансформатора. Выходное напряжение при этом равно сумме напряжений на всех конденсаторах и может в несколько раз превышать амплитуду напряжений обмотки трансформатора.

Внутреннее сопротивление выпрямительной схемы умножения растет с увеличением числа последовательно соединенных конденсаторов, поэтому токи нагрузки для таких схем обычно невелики. Наибольшее распространение получили однофазные схемы выпрямления с умножением напряжения.

Схема выпрямления с удвоением напряжения (мостовая) приведена на рис. 6.23.

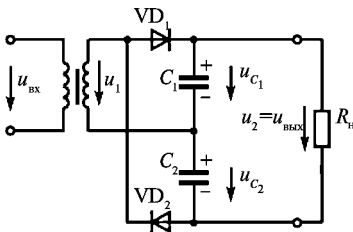


Рис. 6.23

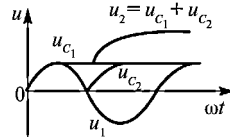


Рис. 6.24

Процесс установления выходного напряжения при $R_H \approx \infty$ $u_{\text{вых}} = u_{C1} + u_{C2} \approx 2u_{1m}$ показан на рис. 6.24.

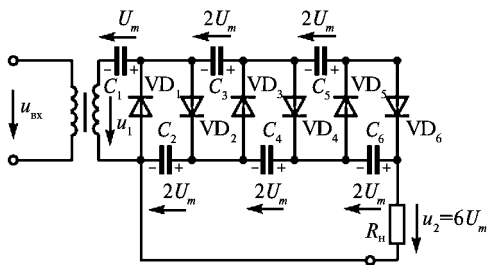


Рис. 6.25

Схема умножения напряжения приведена на рис. 6.25.

Процесс установления напряжений на конденсаторах показан на рис. 6.26 а, а на выходе – рис. 6.26 б.

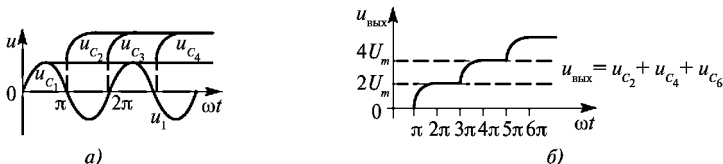


Рис. 6.26

Такие выпрямители применяют, например, в электростатических фильтрах пыли- и дымоочистки.

6.3.8. Работа выпрямителя на встречный источник ЭДС

Режим работы на встречный источник ЭДС возможен при зарядке аккумуляторной батареи от выпрямителя или включении такой батареи в качестве резервной параллельно приёмнику, при питании двигателя постоянного тока от выпрямителя и т. д. Ток в вентиле выпрямителя в этом случае есть лишь тогда, когда напряжение на аноде превышает значение встречной ЭДС. На рис. 6.27 а приведена схема

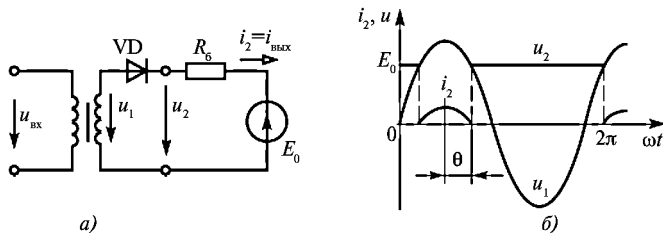


Рис. 6.27

работы однофазного однополупериодного выпрямителя на источник встречной ЭДС E_0 через балластный резистор $R_б$.

Из временной диаграммы на рис. 6.27 б следует, что

$$\theta = \arccos(E_0 / U_{1m}); \quad I_{2max} = (U_{1m} - E_0) / R_б, \quad (6.18)$$

где θ — угол отсечки; I_{2max} — максимальное значение тока нагрузки. Кроме того,

$$U_{ср} = \frac{U_{1m} \sin \theta}{\pi} + E_0 \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right); \quad (6.19)$$

$$I_{ср} = \frac{U_{1m}}{\pi R_б} \left[\sin \theta - \frac{E_0 \theta}{U_{1m}} \right]; \quad (6.20)$$

$$U_{обр} \leq U_{1m} + E_0. \quad (6.21)$$

6.4. Управляемые источники напряжения

6.4.1. Тиристоры

Тиристоры это полупроводниковые приборы с тремя или более $p-n$ -переходами, которые имеют два устойчивых состояния и применяются как мощные электронные ключи, рис. 6.28 а.

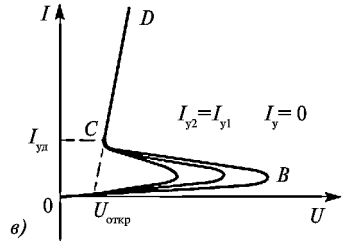
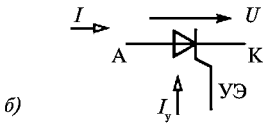


Рис. 6.28

На рис. 6.28 б показано его условное обозначение, а на рис. 6.28 в — вольт-амперная характеристика.

Вывод, соединённый с крайней p - областью, называется анодом, а с крайней n - областью катодом. Внешнее напряжение U является прямым по отношению к переходам Π_1 и Π_3 и обратным для перехода Π_2 , поэтому переходы Π_1 и Π_3 открыты (подобно открытым диодам, а пе-

реход Π_2 заперт. В результате напряжение U почти целиком приложено к Π_2 и через тиристор протекает небольшой ток, являющийся обратным током I_0 p - n -перехода. С увеличением напряжения ток через тиристор немного возрастает (участок 0 В характеристики на рис. 6.28 в), а при достижении значения $U_{\text{вкл}}$ лавинообразно увеличивается, ограничиваясь только сопротивлением нагрузки.

Этот процесс соответствует участку ВС вольт-амперной характеристики с отрицательным сопротивлением и переводит тиристор в открытое состояние, когда он ведет себя как диод в прямом направлении (участок CD).

Чтобы запереть (выключить) тиристор, необходимо уменьшить ток I до значения меньше удерживающего $I_{\text{уд}}$. Если напряжение U переменное, то тиристор запирается в отрицательный полупериод, когда ток I достигает нуля, если же напряжение постоянное, то для запираания тиристора применяют так называемые схемы коммутации.

Перевод триодного (управляемого) тиристора из закрытого состояния в открытое можно вызвать кратковременным включением управляющего электрода УЭ (I_g).

Основные параметры тиристорov:

- наибольший прямой ток до 4500 А;
- допустимое обратное напряжение до 6000 В;
- допустимая частота переключений до 20 кГц.

Тиристоры нашли свое применение в силовой электронике и электротехнике, где требуется формирование мощных питающих напряжений, токи в которых измеряются десятками и сотнями ампер, и питающих напряжений с регулируемой частотой, специальной формы. В частности, на основе тиристорov разрабатываются устройства (инверторы) регулирования частоты вращения электродвигателей.

6.4.2. Управляемые выпрямители

Тиристоры используются как для преобразования переменного напряжения в постоянное (выпрямители), так и наоборот (инверторы). Управляемые выпрямители на основе тиристорov позволяют изменять постоянную составляющую напряжения от нуля до максимального значения при неизменном напряжении сети переменного тока. Для этого в схемах выпрямителей выпрямительные диоды заменяются тиристорами.

Однополупериодный тиристорный выпрямитель показан на рис. 6.29 а.

К источнику синусоидального напряжения $U_c = U_m \sin \omega t$ последовательно включены тиристор VS и нагрузка R_n .

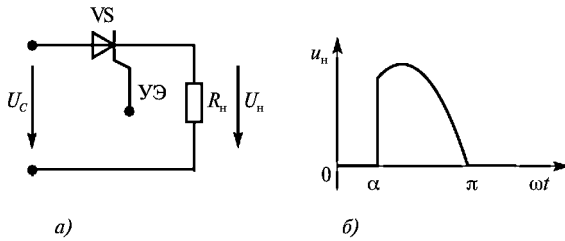


Рис. 6.29

Тиристор закрыт до момента подачи на управляющий электрод УЭ импульса напряжения от схемы управления. Этот момент времени соответствует углу α , рис. 6.29 б.

В момент времени $\omega t = \pi$ напряжение и ток уменьшаются до нуля и тиристор запирается. Этот процесс повторяется каждый положительный полупериод.

В итоге напряжение $U_{н\text{ ср}}$ равно

$$U_{н\text{ ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} U_m (1 + \cos\alpha) \quad (6.22)$$

Регулировочная характеристика управляемого выпрямителя приведена на рис. 6.30.

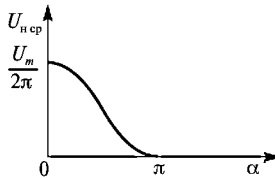


Рис. 6.30

6.5. Стабилизаторы

6.5.1. Стабилитроны

Стабилитроны — это полупроводниковые диоды, в которых используется явление неразрушающего электрического пробоя p - n перехода при значениях обратного напряжения

$$U_{\text{обр}} > U_{\text{проб}}$$

Электрический пробой, опасный для обычных диодов является нормальным режимом работы стабилитронов.

Условное обозначение стабилитрона показано на рис. 6.31 б.

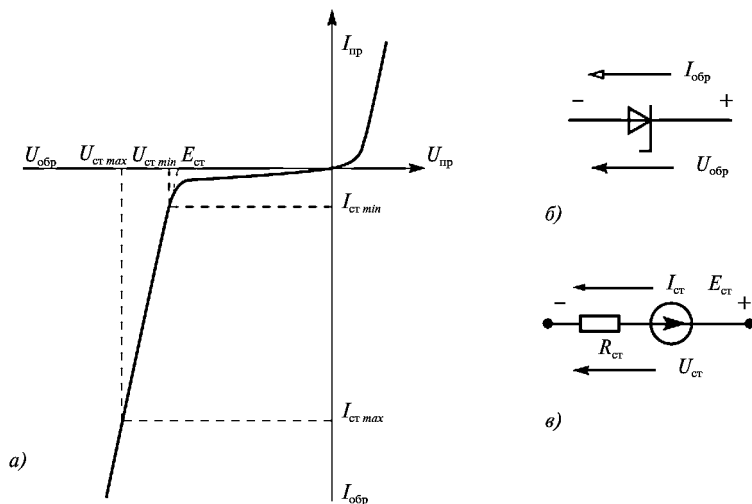


Рис. 6.31

На рис 6.31 а приведена вольт-амперная характеристика стабилитрона.

Прямая ветвь ВАХ практически не отличается от прямой ветви любого кремниевого диода. Обратная ветвь проходит почти параллельно оси токов. Поэтому при изменении в широких пределах тока падение напряжения на диоде практически не изменяется. Это свойство кремниевых диодов и позволяет использовать их в качестве стабилизаторов напряжения.

В области стабилизации стабилитрон хорошо аппроксимируется линейной схемой замещения, рис. 6.31 в.

Основные параметры стабилитронов:

- напряжение стабилизации $U_{ст}$ — падение напряжения на стабилитроне в области стабилизации при номинальном значении тока;
- минимальный ток стабилизации $I_{ст min}$ — такое значение тока через стабилитрон, при котором возникает устойчивый пробой;
- максимальный ток стабилизации $I_{ст max}$ — наибольшее значение тока через стабилитрон, при котором мощность, рассеиваемая на стабилитроне, не превышает допустимого значения;
- дифференциальное сопротивление $R_{ст}$ — отношение приращения напряжения на стабилитроне к приращению тока в режиме стабилизации $R_{ст} = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}$;

- максимальная мощность рассеивания P_{\max} — наибольшая мощность, выделяемая в $p-n$ -переходе, при которой не возникает тепловой пробой перехода;
- температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{\text{ст}}$ — отношение относительного изменения напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры окружающей среды $\alpha_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{ст}} / (U_{\text{ст}} \Delta T)$.

6.5.2. Стабилизаторы напряжения

Стабилизаторы напряжения — устройства, автоматически поддерживающие напряжение на нагрузке с заданной степенью точности.

Стабилизаторы подразделяются на параметрические и компенсационные.

Схема параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис. 6.32.

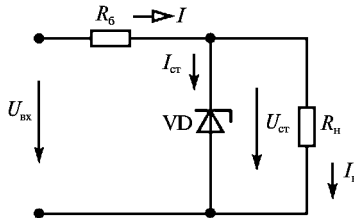


Рис. 6.32

Он состоит из балластного резистора R_6 и стабилитрона VD . При изменении входного напряжения $U_{\text{вх}}$ под действием сети или сопротивления нагрузки R_n напряжение на нагрузке изменяется незначительно, т.к. $U_n = U_{\text{ст}}$.

При выборе типа стабилитрона необходимо чтобы

$$I_{\text{ст min}} \leq I_{\text{ст}} \leq I_{\text{ст max}}.$$

Минимальное значение тока стабилитрона можно определить из решения уравнений, составленных по законам Кирхгофа для схемы рис. 6.32.

$$\begin{aligned} I &= I_{\text{ст}} + I_n, \\ R_6 I &= U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}}, \end{aligned} \quad (6.23)$$

при $U_{\text{ст}} = U_n = R_n I_n$.

Тогда

$$I_{\text{ст min}} = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{ст}}}{R_6} - \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н min}}} \quad (6.24)$$

Из уравнения (6.24) находим величину балластного сопротивления

$$R_6 = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{н}}}{I_{\text{ст min}} + \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н min}}}} \quad (6.25)$$

При этом максимальный ток стабилизатора

$$I_{\text{ст max}} = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{н}}}{R_6} - \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н max}}} \quad (6.26)$$

не должен превышать максимально допустимое значение.

Показателем качества стабилизации напряжения служит коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$, показывающий во сколько раз относительное приращение напряжения на выходе стабилизатора меньше вызвавшего его относительного приращения на входе:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} / \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} \quad (6.27)$$

Коэффициент стабилизации находят из схемы замещения стабилизатора, рис. 6.33.

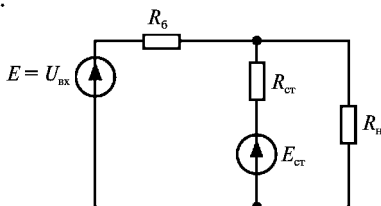


Рис. 6.33

Значения параметров $E_{\text{ст}}$ и $R_{\text{ст}}$ определяют по ВАХ стабилизатора рис. 6.31 а.

Напряжение на нагрузке определяется по формуле напряжения между двумя узлами, рис. 6.32.

$$U_{\text{н}} = \frac{\frac{U_{\text{вх}}}{R_6} + \frac{E_{\text{ст}}}{R_{\text{ст}}}}{\frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_{\text{ст}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}}} \quad (6.28)$$

Приращение напряжения на выходе стабилизатора $\Delta U_{\text{н}}$ определяется приращением напряжения на входе $\Delta U_{\text{вх}}$ и с учётом $R_{\text{б}} > R_{\text{ст}}$ и $R_{\text{н}} > R_{\text{ст}}$

$$\Delta U_{\text{н}} = \Delta U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{ст}}}{R_{\text{б}}}, \quad (6.29)$$

а коэффициент стабилизации

$$K_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{R_{\text{б}}}{R_{\text{ст}}}. \quad (6.30)$$

Глава седьмая.

ТРАНЗИСТОРЫ И УСИЛИТЕЛИ

7.1. Характеристики нелинейных резистивных четырёхполюсников	170
7.2. Общая характеристика усилителей	171
7.3. Полевые и биполярные транзисторы, их характеристики и параметры	174
7.3.1. Полевые транзисторы	174
7.3.2. Общая характеристика биполярных транзисторов	176
7.3.3. Схемы включения транзисторов	177
7.3.4. Вольт-амперные характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером	178
7.3.5. Рабочая область на семействе характеристик транзистора	179
7.3.6. Рабочая точка транзистора	180
7.3.7. Дифференциальные параметры транзистора	181
7.3.8. Уравнения и схема замещения транзистора по переменному току	182
7.3.9. Определение h -параметров транзистора по вольт-амперным характеристикам.	183
7.4. Анализ работы и расчет параметров усилителя переменного напряжения на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером и коллекторной нагрузкой	185
7.4.1. Режим работы усилителя по постоянному току.	185
7.4.2. Схема замещения усилителя по переменному току и расчет по ней параметров усилителя $R_{вх}, R_{вых}, K_u$	188
7.4.3. Частотные характеристики усилителя	190
7.5. Переходная и амплитудная характеристики усилителя	194
7.6. Усилители мощности	196
7.7. Обратные связи в усилителях	198
7.7.1. Виды обратных связей в усилителях	198
7.7.2. Влияние последовательной отрицательной обратной связи по напряжению на параметры усилителя	200
7.7.3. Эмиттерный повторитель	202
7.7.4. Температурная стабилизация	203
7.8. Усилители постоянного тока и операционные усилители.	204
7.8.1. Усилители постоянного тока	204
7.8.2. Операционные усилители	206
7.9. Автогенераторы	209

Глава седьмая.

ТРАНЗИСТОРЫ И УСИЛИТЕЛИ

7.1. Характеристики нелинейных резистивных четырёхполюсников

В отличие от линейных резистивных четырёхполюсников в нелинейных четырёхполюсниках свойства задаются двумя семействами экспериментальных характеристик. Наибольшее распространение получило задание свойств в виде семейств входных и выходных вольт-амперных характеристик, снимаемых при различных значениях тока или напряжения на второй паре выводов четырёхполюсника. В отличие от проходных линейных четырёхполюсников, для которых к входным выводам подключают источник, а к выходным — приёмник, в нелинейных четырёхполюсниках большей частью как к входным, так и к выходным выводам подключают источники. Направления токов i_1 в первичной и i_2 во вторичной цепях принимаются совпадающими с направлением напряжений u_1 и u_2 (рис. 7.1). Так как один из входных и выходных выводов четырёхполюсника (например, 1' и 2') общий, то четырёхполюсник является трехполюсником (штриховая линия).

Входные характеристики задаются семейством функций $i_1(u_1)$ при различных постоянных значениях u_2 или i_2 , а выходные — семейством

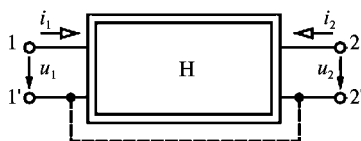


Рис. 7.1

функций $i_2(u_2)$ при различных u_1 или i_1 . Входные характеристики часто мало зависят от напряжения на выходе, иногда они сливаются друг с другом или с одной из осей координат, так как токи или напряжения на входе малы.

Нелинейные четырёхполюсники характеризуются допустимым напряжением $U_{\text{доп}}$, которое можно подводить без пробоя изоляции, и допустимыми по условиям нагрева значениями тока $I_{\text{доп}}$ и мощности $P_{\text{доп}}$.

7.2. Общая характеристика усилителей

В автоматических устройствах управления различными технологическими процессами, в измерительной технике, в радиоэлектронной аппаратуре, в контролируемых устройствах возникает необходимость усиления электрических сигналов. Усилители позволяют усиливать очень слабые сигналы с напряжением до 10^{-13} В, током до 10^{-17} А, мощностью до 10^{-24} Вт.

Процесс усиления заключается в преобразовании энергии источника питания в энергию выходного сигнала усилителя.

Выходной сигнал является функцией входного сигнала, но мощность его возрастает во много раз за счет энергии источника питания (Е) усилителя, рис. 7.2.



Рис. 7.2

Характерной особенностью усилителей является обязательное увеличение мощности. Этим усиление тока, напряжения в усилителях отличается от увеличения напряжения в трансформаторах, резонансных устройствах, где мощность выходного сигнала всегда меньше мощности входного сигнала.

Механизм преобразования энергии источника питания в энергию усиленного выходного сигнала осуществляется за счет применения в усилителях нелинейных электронных ламп, биполярных и полевых транзисторов, в которых имеет место сильное влияние потенциала управляющего электрода (сетки, базы, затвора) на поток носителей заряда (электронов, дырок), оно больше, чем влияние потенциала того электрода, в цепь которого включена нагрузка.

Со стороны входных зажимов усилитель представляется входным сопротивлением $Z_{вх}$ и является нагрузкой по отношению к источнику усиливаемого сигнала (e_c, Z_c), рис. 7.3.

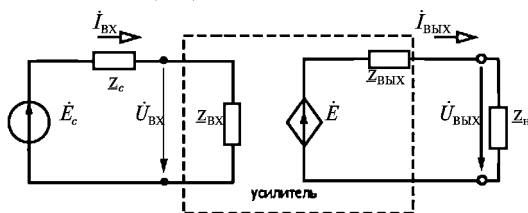


Рис. 7.3

Со стороны выходных зажимов усилитель является источником энергии, обладающим внутренним сопротивлением $Z_{вых}$ и ЭДС e . Источник e является управляемым генератором ЭДС (или тока), управляющим является напряжение $u_{вх}$ (или $i_{вх}$).

Соотношение между Z_c и $Z_{вх}$, а также $Z_{вых}$ и $Z_н$ берется за основу при классификации усилителей:

— усилители напряжения $|Z_{вх}| \gg |Z_c|$, $\dot{U}_{вх} = \dot{E}_c$;

— усилители тока $|Z_{вх}| \ll |Z_c|$;

— усилители мощности $Z_{вх} = \dot{Z}_c$, при этом на вход усилителя поступает максимальная мощность

$$P_{вх\max} = \frac{E_c^2}{4R_c};$$

— усилитель с потенциальным выходом $|Z_н| \gg |Z_{вых}|$;

— усилитель с токовым выходом $|Z_н| \ll |Z_{вых}|$;

— усилитель с мощностным выходом $Z_н = \dot{Z}_{вых}$,

здесь

$$Z_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}, \quad Z_{вых} = R_{вых} + jX_{вых},$$

$$Z_c = R_c + jX_c, \quad \dot{Z}_c = R_c - jX_c,$$

$$\dot{Z}_{вых} = R_{вых} - jX_{вых}.$$

Основными параметрами усилителей являются коэффициенты усиления:

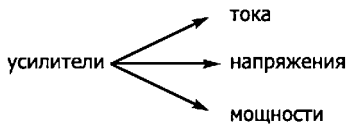
— коэффициент усиления напряжения $\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}$,

— коэффициент усиления тока $\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{I}_{\text{ВХ}}}$,

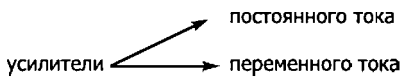
— коэффициент усиления мощности $K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}$.

Классификация электронных усилителей:

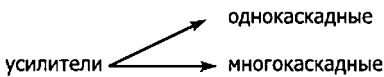
1) по усиливаемой величине



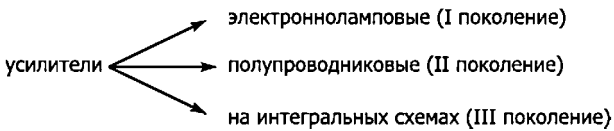
2) по виду входного сигнала



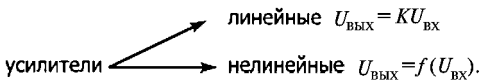
3) по числу каскадов усиления



4) по используемым элементам



5) по линейности характеристик



7.3. Полевые и биполярные транзисторы, их характеристики и параметры

7.3.1 Полевые транзисторы

Полевой транзистор — это электропреобразовательный прибор, в котором ток, протекающий через канал, управляется электрическим полем, возникающим при приложении напряжения между затвором и истоком, и который предназначен для усиления мощности электромагнитных колебаний.

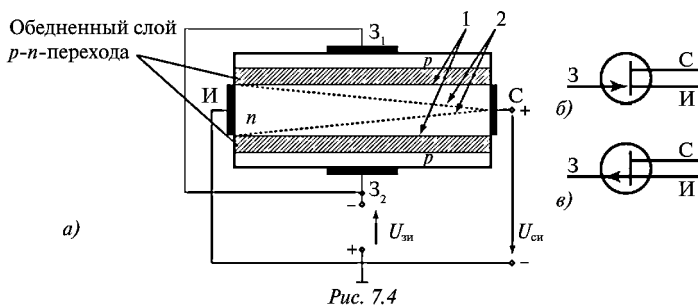
К классу полевых относят транзисторы, принцип действия которых основан на использовании носителей заряда только одного знака (электронов или дырок). Управление током в полевых транзисторах осуществляется изменением проводимости канала, через который протекает ток транзистора под воздействием электрического поля. Вследствие этого транзисторы называют полевыми.

По способу создания канала различают полевые транзисторы с затвором в виде управляющего *p-n*-перехода и с изолированным затвором (МДП- или МОП-транзисторы): встроенным каналом и индуцированным каналом.

В зависимости от проводимости канала полевые транзисторы делятся на полевые транзисторы с каналом *p*-типа и *n*-типа. Канал *p*-типа обладает дырочной проводимостью, а *n*-типа — электронной.

Полевые транзисторы с управляющим *p-n*-переходом

Полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом — это полевой транзистор, затвор которого отделен в электрическом отношении от канала *p-n*-переходом, смещенным в обратном направлении рис. 7.4 *a*, где показано положение *p-n*-перехода без подачи запирающего напряжения (1), положение *p-n*-перехода при запирающем напряжении отсечки (2).



Условное обозначение полевого транзистора с p - n -переходом и каналом n -типа (*б*), каналом p -типа (*в*) приведено на рис. 7.4 *б, в*.

Каналом полевого транзистора называют область в полупроводнике, в которой ток основных носителей заряда регулируется изменением ее поперечного сечения.

Электрод (вывод), через который в канал входят основные носители заряда, называют **истоком**. Электрод, через который из канала уходят основные носители заряда, называют **стоком**. Электрод, служащий для регулирования поперечного сечения канала за счет управляющего напряжения, называют **затвором**.

Полярность внешних напряжений, подводимых к транзистору, показана на рис. 7.4 *а*. Управляющее (входное) напряжение подается между затвором и истоком. Напряжение $U_{зи}$ является обратным для обоих p - n -переходов. Ширина p - n -переходов, следовательно, эффективная площадь поперечного сечения канала, его сопротивление и ток в канале зависят от этого напряжения. С ростом напряжения расширяются p - n -переходы, уменьшается площадь сечения токопроводящего канала, увеличивается его сопротивление и уменьшается ток в канале I_c .

При напряжении $U_{зи} = 0$ сечение канала наибольшее, его сопротивление наименьшее и ток I_c получается наибольшим. Ток стока $I_{с\text{ нач}}$ при $U_{зи} = 0$ называют начальным током стока. Напряжение $U_{зи'}$, при котором канал полностью перекрывается, а ток стока I_c становится весьма малым (десятые доли микроампер), называют напряжением отсечки $U_{зи\text{ отс}}$.

Вольт-амперные характеристики полевого транзистора с p - n -переходом и каналом n -типа приведены на рис 7.5, где семейство его стоковых характеристик (выходных) (*а*); стоко-затворная характеристика (*б*).

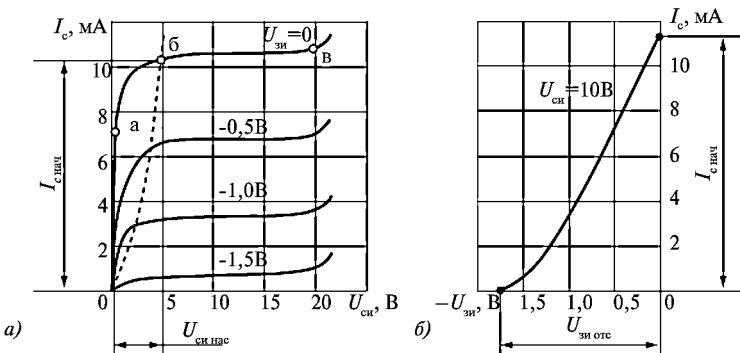


Рис. 7.5

7.3.2. Общая характеристика биполярных транзисторов

Биполярный транзистор — это электропреобразовательный полупроводниковый прибор, состоящий из трех областей с чередующимися типами электропроводности, пригодный для усиления мощности, имеющий три вывода: эмиттер, коллектор и база.

В биполярных транзисторах используются носители зарядов обеих полярностей: электроны и дырки, рис. 7.6.

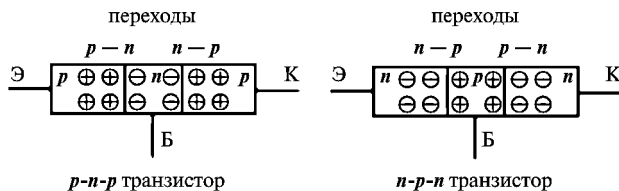


Рис. 7.6

На границах участков с дырочной и электронной проводимостью образуются два *p-n*-перехода: эмиттерный и коллекторный.

Условное обозначение транзисторов в схемах показано на рис. 7.7.

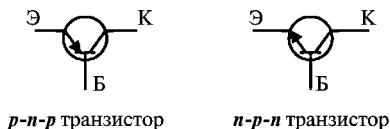


Рис. 7.7

На эмиттерный *p-n*-переход подают ($0.5 \div 1$ В) напряжение $U_{эб}$ и он открыт. На коллекторный *n-p*-переход — большое ($10 \div 100$ В) обратное напряжение $U_{кб}$ и он закрыт, рис. 7.8.

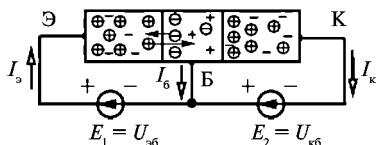


Рис. 7.8

Эмиттерный ток $I_э$ инжектирует в базу дырки, которые перемещаются в процессе диффузии по базе до коллекторного перехода, где захватываются ускоряющим полем коллекторного перехода и образуют ток коллектора $I_к$.

База имеет очень малую толщину ($2 \div 20$ мкм). Небольшая часть дырок рекомбинирует с электронами в базе и образует ток базы $I_б$.

Токи эмитера I_3 , базы I_6 и коллектора $I_к$ связаны соотношением

$$I_3 = I_к + I_6.$$

Т.к. $I_6 \ll I_к$, поэтому $I_к \approx I_3$.

7.3.3. Схемы включения транзисторов

При включении в схемы транзисторов один из электродов берётся общим для входа и выхода. Выше была рассмотрена схема включения транзистора с общей базой.

Включение с общей базой (ОБ) показано на рис. 7.9 а, включение с общим эмиттером (ОЭ) — на рис. 7.9 б.

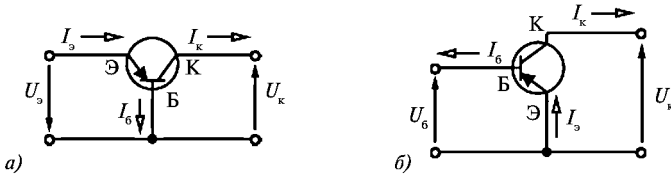


Рис. 7.9

Включение с общим коллектором (ОК), рис. 7.10.

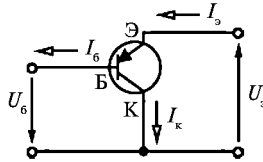


Рис. 7.10

При каждом виде включения транзистора его можно рассматривать как нелинейный четырёхполюсник, рис. 7.11.



Рис. 7.11

Свойства нелинейных четырёхполюсников задаются двумя семействами характеристик:

- входные $I_{вх}(U_{вх})$ при $U_{вых} = const$;
- выходные $I_{вых}(U_{вых})$ при постоянных значениях тока на входе ($I_{вх} = const$).

7.3.4. Вольт-амперные характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером

В цепи база-эмиттер и коллектор-эмиттер включаются регулируемые источники постоянного напряжения, рис. 7.12.

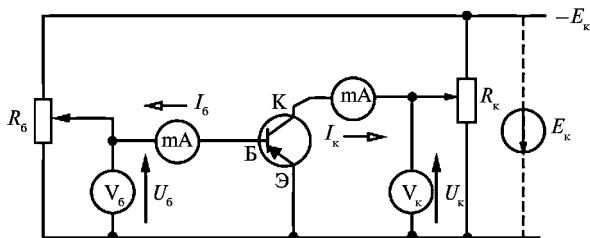


Рис. 7.12

Перемещая движки переменных резисторов R_b и R_k можно задавать различные значения напряжения на входе U_b и выходе U_k транзистора.

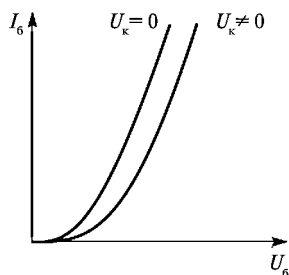


Рис. 7.13

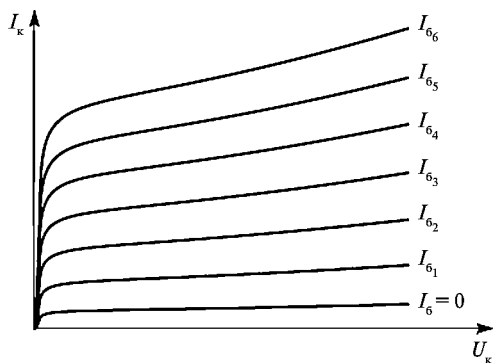


Рис. 7.14

Семейство входных характеристик $I_b(U_b)$ снимается при напряжении $U_k = 0$ и U_k отличном от нуля, рис. 7.13.

Входные характеристики снятые при $U_{k1} = \text{const}_1 \neq 0$, $U_{k2} = \text{const}_2 \neq 0$ ($U_k = 1 \div 20\text{В}$) практически сливаются. Поэтому строят обычно только 2 характеристики, при $U_k = 0$ и $U_k \neq 0$. Входная характеристика практически не зависит от напряжения U_k .

Выходные характеристики $I_k(U_k)$, рис. 7.14, снимаются экспериментально при постоянных значениях тока I_b , устанавливаемых изменением напряжения U_b с помощью переменного резистора R_b .

Характеристики равноудалены друг от друга и в широком диапазоне изменения U_k они линейны.

7.3.5. Рабочая область на семействе характеристик транзистора

Входные $U_b(I_b, U_k)$ и выходные $I_k(I_b, U_k)$ характеристики транзистора нелинейны.

При работе транзистора в схемах усилителей форма усиливаемого входного сигнала должна сохраняться неизменной на выходе усилителя, поэтому необходимо, чтобы работа проходила в линейной области характеристик транзистора. Для этого на семействе выходных характеристик транзистора выделяется *рабочая область*, рис. 7.15.

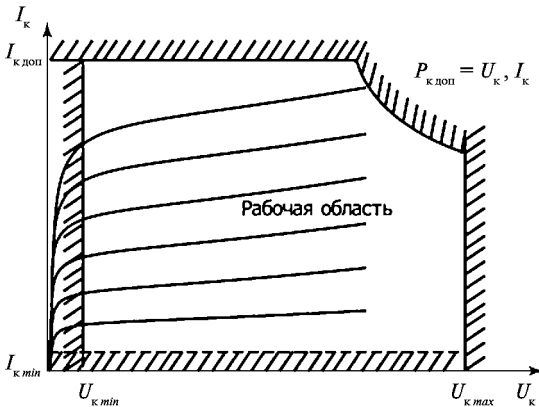


Рис. 7.15

Для исключения электрического пробоя коллекторного *p-n*-перехода в транзисторе задается максимально допустимое напряжение

$$U_{k \max} (U_{k3} \leq U_{k3 \max}).$$

Для исключения перегрева *p-n* эмиттерного перехода вводится ограничение по максимальному току коллектора

$$I_k \leq I_{k\text{доп}}.$$

Для предотвращения перегрева коллекторного перехода вводится ограничение по максимально допустимой мощности

$$P_{k\text{доп}} \geq I_k U_k = P_k.$$

С целью увеличения значений $P_{k\text{доп}}$ транзисторы закрепляют на специальных радиаторах.

Ограничение по минимальному значению напряжения на коллекторе $U_{k\text{min}}$ вводится, чтобы исключить нелинейность выходных характеристик транзистора.

Ограничение по минимальному току коллектора $I_{k\text{min}}$ вызвано необходимостью исключить неуправляемый ток коллектора при $I_b = 0$, а также исключить нелинейность на входных характеристиках транзистора.

7.3.6. Рабочая точка транзистора

Для работы транзистора обязательно должно быть задано постоянное напряжение $U_{бА}$ между базой и эмиттером на входе и напряжение $U_{кА}$ между коллектором и эмиттером на выходе. Им соответствуют постоянные значения тока $I_{бА}$ в цепи базы и $I_{кА}$ в цепи коллектора.

Значения $I_{бА}$ и $U_{бА}$ определяют положение рабочей точки *A* на семействе входных характеристик транзистора, рис. 7.16 а, а значения $I_{кА}$, $I_{бА}$ и $U_{кА}$ — положение рабочей точки на семействе выходных характеристик транзистора, рис. 7.16 б.

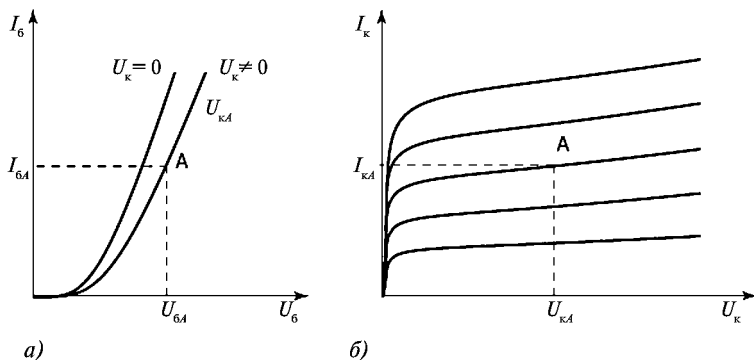


Рис. 7.16

7.3.7. Дифференциальные параметры транзистора

Нелинейные характеристики транзистора $I_{\kappa}(I_{\text{б}}, U_{\kappa})$ и $U_{\text{б}}(I_{\text{б}}, U_{\kappa})$ в рабочей области линейны и их можно описать линейными уравнениями через h – параметры, которые определяются в результате разложения в окрестности рабочей точки A этих функций в ряд Тейлора.

$$U_{\text{б}}(I_{\text{б}}, U_{\kappa}) = U_{\text{б}A} + \left. \frac{\partial U_{\text{б}}}{\partial I_{\text{б}}} \right|_A \Delta I_{\text{б}} + \left. \frac{\partial U_{\text{б}}}{\partial U_{\kappa}} \right|_A \Delta U_{\kappa} + \\ + \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 U_{\text{б}}}{\partial I_{\text{б}}^2} \right|_A \Delta I_{\text{б}}^2 + \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 U_{\text{б}}}{\partial U_{\kappa}^2} \right|_A \Delta U_{\kappa}^2 + \dots$$

Это уравнение можно представить в виде

$$U_{\text{б}}(I_{\text{б}}, U_{\kappa}) - U_{\text{б}A} \approx \left. \frac{\partial U_{\text{б}}}{\partial I_{\text{б}}} \right|_A \Delta I_{\text{б}} + \left. \frac{\partial U_{\text{б}}}{\partial U_{\kappa}} \right|_A \Delta U_{\kappa},$$

если пренебречь суммой остаточных членов разложения в ряд Тейлора, т.к. при малых отклонениях от рабочей точки A их сумма мала.

Обозначая приращения или переменные составляющие

$$\Delta U_{\text{б}} = U_{\text{б}} - U_{\text{б}A} = u_{\text{б}},$$

$$\Delta I_{\text{б}} = I_{\text{б}} - I_{\text{б}A} = i_{\text{б}},$$

$$\Delta U_{\kappa} = U_{\kappa} - U_{\kappa A} = u_{\kappa},$$

можно записать для них

$$u_{\text{б}} = h_{11} i_{\text{б}} + h_{12} u_{\kappa}.$$

h_{11} – входное сопротивление транзистора ($h_{11} = 10 \div 1000 \text{ Ом}$)

$$h_{11} = \left. \frac{\partial U_{\text{б}}}{\partial I_{\text{б}}} \right|_A \approx \left. \frac{\Delta U_{\text{б}}}{\Delta I_{\text{б}}} \right|_{U_{\kappa} = \text{const}}.$$

h_{12} – характеризует обратную связь по напряжению, показывает влияние цепи коллектора на цепь базы ($h_{12} \approx 10^{-3} \div 10^{-4}$).

$$h_{12} = \left. \frac{\partial U_{\text{б}}}{\partial U_{\kappa}} \right|_A \approx \left. \frac{\Delta U_{\text{б}}}{\Delta U_{\kappa}} \right|_{I_{\text{б}} = \text{const}}.$$

Аналогично, рассматривая нелинейную функцию $I_{\kappa}(I_{\text{б}}, U_{\kappa})$ в окрестностях рабочей точки A , получено в результате разложения в ряд Тейлора

$$I_{\kappa}(I_{\text{б}}, U_{\kappa}) = I_{\kappa A} + \left. \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial I_{\text{б}}} \right|_A \Delta I_{\text{б}} + \left. \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial U_{\kappa}} \right|_A \Delta U_{\kappa} + \dots$$

или

$$i_k = h_{21}i_6 + h_{22}u_k,$$

где h_{21} —коэффициент усиления транзистора по току (безразмерная величина $h_{21} \approx 10 \div 500$)

$$h_{21} = \left. \frac{\partial I_k}{\partial I_6} \right|_A \approx \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} \right| U_k = const.$$

h_{22} — выходная проводимость транзистора ($h_{22} \approx 10^{-4} \div 10^{-7}$ сименс (См))

$$h_{22} = \left. \frac{\partial I_k}{\partial U_k} \right|_A \approx \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta U_k} \right| I_6 = const.$$

В рабочей области, где характеристики транзистора линейны, при малых отклонениях от рабочей точки транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, можно описывать системой линейных уравнений

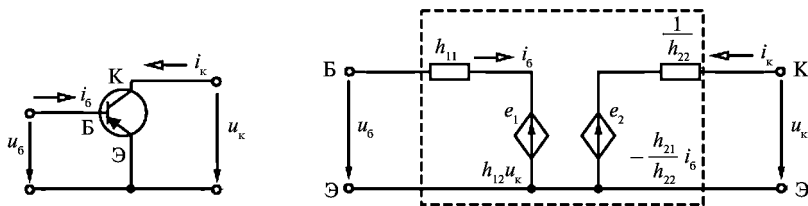
$$\begin{aligned} u_6 &= h_{11}i_6 + h_{12}u_k, \\ i_k &= h_{21}i_6 + h_{22}u_k. \end{aligned} \tag{7.3}$$

Это уравнения транзистора по переменному току.

7.3.8. Уравнения и схема замещения транзистора по переменному току

При рассмотрении транзистора как четырёхполюсника (рис. 7.17 а), используя систему уравнений (7.3), можно построить его схему замещения по переменному току, рис. 7.17 б.

$$u_6 = h_{11}i_6 + h_{12}u_k, \quad u_k = \frac{1}{h_{22}}i_k - \frac{h_{21}}{h_{22}}i_6. \tag{7.4}$$



б)
Рис. 7.17

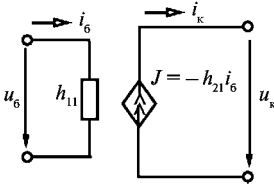


Рис. 7.18

ЭДС e_1 и e_2 в схеме замещения являются зависимыми от напряжения u_k и тока i_6 .

Для большинства транзисторов h_{22} близок к нулю, и схема замещения транзистора упрощается, исчезает зависимый источник ЭДС e_1 .

Если значение h_{22} равно нулю, то в схеме замещения транзистора включается зависимый источник тока J , рис. 7.18.

7.3.9. Определение h-параметров транзистора по вольт-амперным характеристикам

1. Входное сопротивление транзистора h_{11} определяется по входным характеристикам транзистора при постоянном напряжении на коллекторе $U_k = \text{const}$.

В рабочей точке A проводится касательная, которая на значительном участке характеристики совпадает с входной вольт-амперной характеристикой транзистора, рис. 7.19.

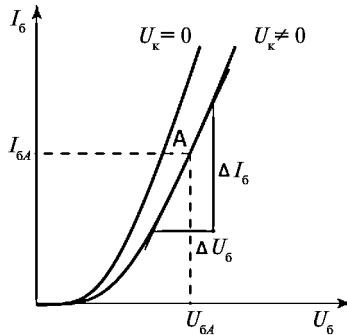


Рис. 7.19

$$h_{11} = \frac{\Delta U_6}{\Delta I_6}.$$

2. $h_{12} = \frac{\Delta U_6}{\Delta U_k}$ определяется при постоянном значении тока базы $I_6 = \text{const}$, рис. 7.18. Если характеристики U_{k1} и U_{k2} совпадают, образуя зависимость $I_6(U_6)$ при $U_k \neq 0$, то $h_{12} = 0$. Пусть $I_6 = I_{6A} = \text{const}$, тогда: для $U_k = U_{k1}$ напряжение на базе U_{6A} ; для $U_k = U_{k2}$ напряжение на базе тоже U_{6A} ;

$$\Delta U_k = U_{k2} - U_{k1}, \quad \Delta U_6 = U_{6A} - U_{6A} = 0,$$

$$h_{12} = \frac{\Delta U_6}{\Delta U_k} = 0.$$

3. Коэффициент передачи по току h_{21} определяется по выходным характеристикам транзистора – при постоянном напряжении на коллекторе $U_k = \text{const}$, рис. 7.20.

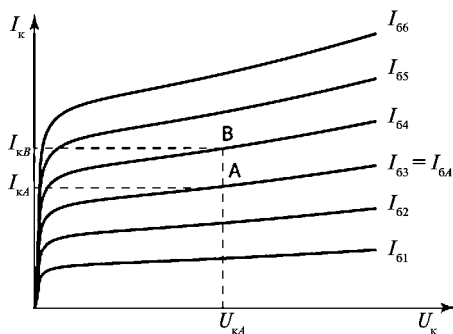


Рис. 7.20

$$h_{21} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6}$$

Пусть $U_k = U_{kA} = \text{const}$, если взять

$$\Delta I_{6A} = I_{64} - I_{63},$$

$$\Delta I_k = I_{kB} - I_{kA}, \text{ то}$$

$$h_{21} = \frac{I_{kB} - I_{kA}}{I_{64} - I_{63}}$$

4. h_{22} – выходная проводимость транзистора определяется при постоянном значении тока базы, рис. 7.21.

$$h_{22} = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_k}$$

Пусть $I_6 = I_{6A}$, тогда рассматривается выходная характеристика транзистора, которая линейна на значительном участке, и

$$h_{22} = \frac{I_{kC} - I_{kA}}{U_{kC} - U_{kA}}$$

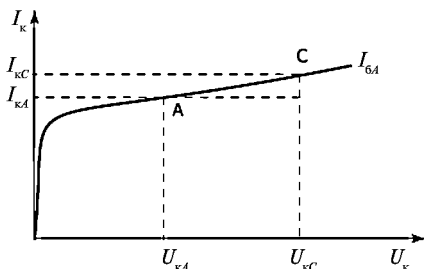


Рис. 7.21

7.4. Анализ работы и расчет параметров усилителя переменного напряжения на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером и коллекторной нагрузкой

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 7.22.

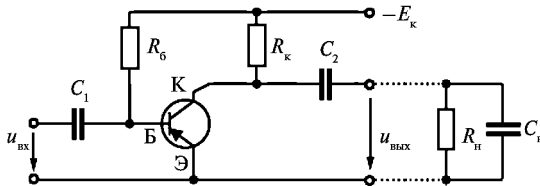


Рис. 7.22

7.4.1. Режим работы усилителя по постоянному току

В усилителях переменного напряжения усиление происходит за счет мощности источников постоянного тока, поэтому прежде всего необходимо задать режим работы усилителя по постоянному току, а затем уже анализировать его работу по усилению переменных сигналов, определить его коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления.

При отсутствии переменного входного сигнала $u_{вх} = 0$ и отсутствии нагрузки (холостой ход на выходе усилителя), при подключении только источника постоянного напряжения E_k появляются напряжения между базой и эмиттером U_{6A} , коллектором и эмиттером $U_{кA}$, токи в цепи базы I_{6A} и коллектора $I_{кA}$, рис. 7.23.

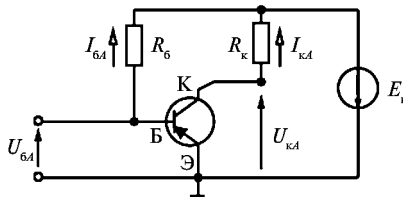


Рис. 7.23

Имеем режим покоя усилителя.

При заданном значении ЭДС E_k значения I_{6A} и U_{6A} задаются соответствующим выбором сопротивления

$$R_6 = \frac{E_k - U_{6A}}{I_{6A}}. \quad (7.5)$$

Это уравнение следует из уравнения по второму закону Кирхгофа для замкнутого контура, проходящего через источник E_k , участок между эмиттером и базой U_{6A} и резистор R_6

$$R_6 I_{6A} + U_{6A} = E_k.$$

Соответственно при заданных $I_{кA}$ и $U_{кA}$ определяется сопротивление

$$R_k = \frac{E_k - U_{кA}}{I_{кA}}. \tag{7.6}$$

$I_{кA}$ и $U_{кA}$ – координаты рабочей точки A на семействе выходных характеристик транзистора, рис. 7.24.

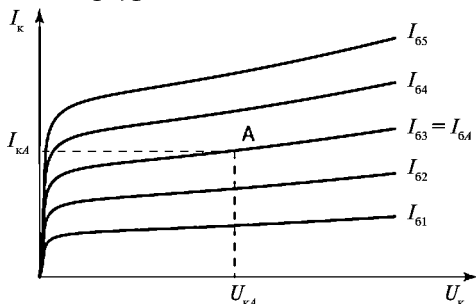


Рис. 7.24

Точка A оказывается на одной из зависимостей $I_k(I_б, U_k)$, в данном случае $I_{бA} = I_{б3}$, т.е. заданные значения $I_{кA}$ и $U_{кA}$ определяют значение $I_{бA}$.

Значение $I_{бA}$ позволяет определить U_{6A} на семействе входных характеристик транзистора, рис. 7.25.

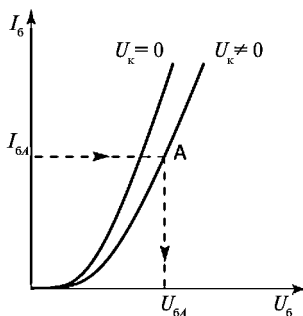


Рис. 7.25

При рассмотрении усилителя в режиме покоя транзистор можно представить как нелинейный четырёхполюсник относительно входных Б, Э и выходных К, Э зажимов, с заданными характеристиками, рис. 7.26.



Рис. 7.26

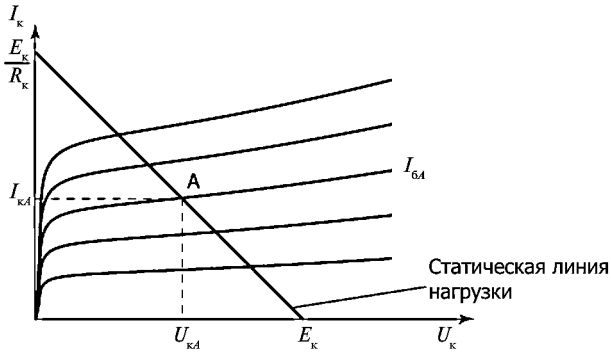


Рис. 7.27

Статическая линия нагрузки (рис. 7.27) проводится через рабочую точку A и E_k .

Конденсаторы C_1 и C_2 в усилителе – разделительные. Они позволяют разделить каскады по постоянному току. Ёмкостное сопротивление $X_C = \frac{1}{\omega C}$ для постоянного тока ($\omega = 0$) равно бесконечности; а на частоте усиливаемого сигнала оно близко к нулю. Если во входном сигнале $u_{вх}$ имеется постоянная составляющая напряжения $U_{вх} = U_0 + u_{вх}$, рис. 7.28,

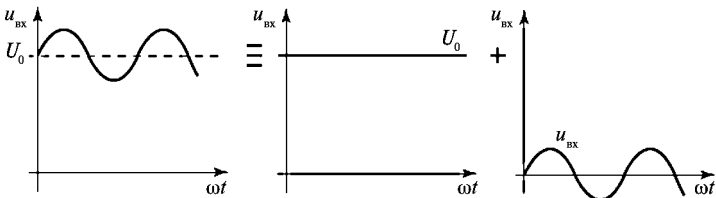


Рис. 7.28

то на базу постоянное напряжение U_0 со входа не попадает, т.к. $X_{C1} = \infty$, и положение рабочей точки A сохранится неизменным.

Конденсатор C_1 разделяет по постоянному току источник усиливаемого сигнала и вход усилителя.

Конденсатор C_2 разделяет по постоянному току коллекторную цепь усилителя и нагрузку, не пропуская на выход усилителя постоянное напряжение $U_{кА}$.

C_{π} – паразитная ёмкость элементов схемы, она зависит от конструкции усилителя и технологии его производства.

При каскадном соединении усилителей она учитывает входную ёмкость последующего усилителя.

7.4.2. Схема замещения усилителя по переменному току и расчет параметров усилителя $R_{вх}$, $R_{вых}$, K_u

При малых входных напряжениях $u_{вх}$ усилитель работает в области, где характеристики транзистора линейны. Поэтому можно построить линейную схему замещения усилителя с h -параметрами, рис. 7.29.

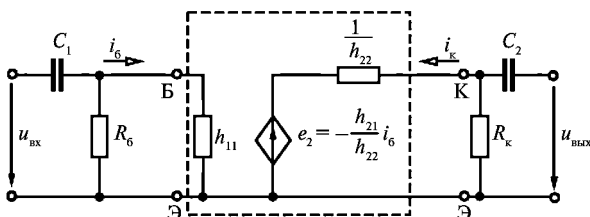


Рис. 7.29

Переменная составляющая напряжения на источнике E_k равна 0. Поэтому в схеме замещения для переменного тока (рис. 7.29) резистор R_k подключен между коллектором и эмиттером, а R_6 – между базой и эмиттером.

Учитывая, что параметр транзистора $h_{12} \approx 0$, то в схеме замещения транзистора источник $e_1 = h_{12} u_k = 0$ отсутствует.

По схеме замещения можно рассчитать:

$R_{вх}$ – входное сопротивление усилителя;

$R_{вых}$ – выходное сопротивление усилителя;

K_u – коэффициент усиления усилителя.

Со стороны входных зажимов усилитель можно рассматривать как пассивный двухполюсник, его входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{h_{11} R_6}{h_{11} + R_6}. \quad (7.7)$$

Со стороны выходных зажимов усилитель является активным двух-полюсником. По *принципу эквивалентного генератора* его выходное сопротивление определяется при $e_2 = 0$

$$R_{\text{вых}} = \frac{\frac{1}{h_{22}} R_{\text{к}}}{\frac{1}{h_{22}} + R_{\text{к}}} = \frac{R_{\text{к}}}{1 + h_{22} R_{\text{к}}}. \quad (7.8)$$

Коэффициент усиления по переменному напряжению в режиме холостого хода равен

$$K_{u_x} = \frac{u_{\text{вых } x}}{u_{\text{rx}}},$$

где $u_{\text{вх}} = h_{11} i_6$, $u_{\text{вых } x} = -R_{\text{к}} i_{\text{к}}$.

Ток находим из схемы замещения усилителя

$$i_{\text{к}} = -\frac{e_2}{\frac{1}{h_{22}} + R_{\text{к}}} = \frac{\frac{h_{21}}{h_{22}} i_6}{\frac{1}{h_{22}} + R_{\text{к}}} = \frac{h_{21}}{(1 + h_{22} R_{\text{к}})} i_6 = \frac{h_{21}}{h_{11}(1 + h_{22} R_{\text{к}})} u_6,$$

т.к. $i_6 = \frac{u_6}{h_{11}}$.

Получаем

$$u_{\text{вых } x} = e_3 = -\frac{h_{21} R_{\text{к}}}{h_{11}(1 + h_{22} R_{\text{к}})} u_6 = K_{u_x} u_6,$$

$$K_{u_x} = -\frac{h_{21} R_{\text{к}}}{h_{11}(1 + h_{22} R_{\text{к}})}. \quad (7.9)$$

Отрицательное значение коэффициента усиления показывает, что на выходе усилителя сигнал инвертируется, его знак меняется на противоположный. Схема замещения усилителя с $R_{\text{к}}$ параметрами показана на рис. 7.30.

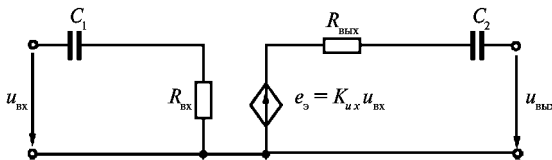


Рис. 7.30

Значения ёмкостей C_1 и C_2 выбираются такими, чтобы на частоте усиливаемых переменных сигналов можно было считать $X_C \approx 0$, что позволяет не учитывать их в схемах замещения, рис. 7.31.

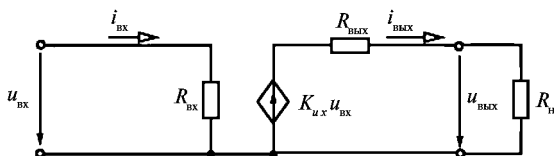


Рис. 7.31

Коэффициент усиления нагруженного усилителя $K_{ин}$

$$K_{ин} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}}$$

зависит от соотношения сопротивлений $R_{вых}$ и $R_н$.

Как следует из схемы замещения

$$u_{вых} = R_н i_{вых} = R_н \frac{K_{ух} u_{вх}}{R_{вых} + R_н}, \text{ т.к. } i_{вых} = \frac{K_{ух} u_{вх}}{R_{вых} + R_н}.$$

Откуда получаем коэффициент усиления нагруженного усилителя

$$K_{ин} = \frac{R_н}{R_{вых} + R_н} K_{ух}, \quad K_{ин} < K_{ух}. \quad (7.10)$$

7.4.3. Частотные характеристики усилителя

Если частоты усиливаемых сигналов изменяются в широких пределах, то необходимо учитывать зависимость коэффициента усиления усилителя от частоты усиливаемого сигнала, рис. 7.32.

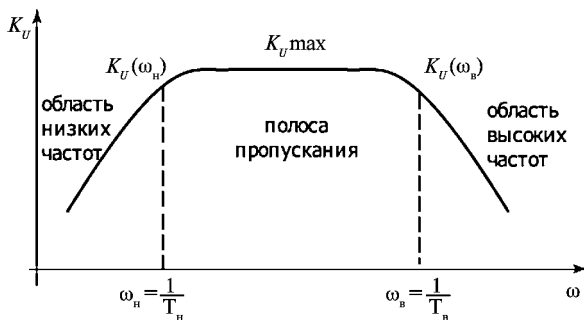


Рис. 7.32

На коэффициент усиления усилителя оказывает влияние изменение ёмкостных сопротивлений $X_c = \frac{1}{\omega C}$, которое не учитывалось выше, рис. 7.33.

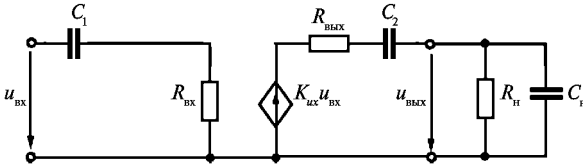


Рис. 7.33

При низких частотах $X_c = \frac{1}{\omega C}$ велико.

Учитывая, что ёмкость $C_н \ll C_2$ и включена параллельно нагрузке, то её можно не учитывать.

С уменьшением частоты сигнала происходит увеличение X_{C1} и X_{C2} , что приводит к увеличению падения напряжения на них и, как следствие, к уменьшению напряжения, поступающего на базу транзистора от источника, и уменьшению сигнала на выходе.

При высоких частотах $X_c = \frac{1}{\omega C}$ мало.

Влиянием разделительных конденсаторов C_1 и C_2 можно пренебречь, т.к. падение напряжения на них мало. В этом случае проявляется действие шунтирующего нагрузку сопротивления $X_{C_н} = \frac{1}{\omega C_н}$.

Выходное напряжение уменьшается, уменьшается и коэффициент усиления усилителя.

Этот же вывод можно сделать, представив комплексный коэффициент усиления $\underline{K}_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = K_u e^{j\varphi}$.

С учетом влияния C_1 , C_2 и $C_н$ следует рассматривать комплексные значения входного сопротивления

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} - jX_{C1} = R_{\text{вх}} + \frac{1}{j\omega C_1},$$

выходного сопротивления

$$\underline{Z}_{\text{вых}} = R_{\text{вых}} + \frac{1}{j\omega C_2}$$

и сопротивления нагрузки

$$\underline{Z}_H = \frac{R_H \frac{1}{j\omega C_H}}{R_H + \frac{1}{j\omega C_H}} = \frac{R_H}{1 + j\omega R_H C_H}.$$

Комплексный коэффициент усиления усилителя

$$\begin{aligned} \underline{K}_u &= \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{K_{ux} \underline{Z}_H}{\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_H} = \\ &= K_{ux} \frac{R_H}{(1 + j\omega R_H C_H)(R_{\text{вых}} + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{R_H}{1 + j\omega R_H C_H})} = \\ &= K_{ux} \frac{R_H}{R_{\text{вых}} + j\omega R_H R_{\text{вых}} C_H + \frac{1}{j\omega C_2} + R_H \frac{C_H}{C_2} + R_H}, \end{aligned}$$

т.к. $C_H \ll C_2$, пренебрегаем $R_H \frac{C_H}{C_2}$ и получаем

$$\underline{K}_u = \frac{R_H}{(R_{\text{вых}} + R_H) [1 + j(\omega T_v - \frac{1}{\omega T_H})]}. \quad (7.11)$$

Значения постоянных времени усилителя на верхних T_v и нижних T_H частотах:

$$\begin{aligned} T_v &= \frac{R_H R_{\text{вых}} C_H}{R_{\text{вых}} + R_H}, \\ T_H &= C_2 (R_{\text{вых}} + R_H). \end{aligned}$$

Максимальное значение коэффициента усиления

$$K_{u\text{max}} = \frac{R_H}{R_{\text{вых}} + R_H} K_{ux}.$$

Модуль комплексного коэффициента усиления зависит от частоты

$$K_u = \frac{K_{u\text{max}}}{\sqrt{1 + (\omega T_v - \frac{1}{\omega T_H})^2}}. \quad (7.12)$$

В области низких частот $0 < \omega < \frac{1}{T_n}$

$$K_u = \frac{K_{u\max}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega T_n}\right)^2}} \approx K_{u\max} \omega T_n. \quad (7.13)$$

Нижняя граничная частота ω_n

$$\omega_n = \frac{1}{T_n} = \frac{1}{C_2(R_{\text{вых}} + R_n)}. \quad (7.14)$$

В области высоких частот $\frac{1}{T_n} < \omega < \infty$

$$K_u = \frac{K_{u\max}}{\sqrt{1 + (\omega T_n)^2}} \approx \frac{K_{u\max}}{\omega T_n},$$

Верхняя граничная частота $\omega_n = \frac{1}{T_n} = \frac{R_{\text{вых}} + R_n}{R_n R_{\text{вых}} C_n}$ (7.15)

В области средних частот (в полосе пропускания) $\frac{1}{T_n} < \omega < \frac{1}{T_n}$

можно считать, что $K_u \approx K_{u\max}$.

В полосе пропускания коэффициент усиления изменяется в пределах, определяемых коэффициентами частотных искажений M_n и M_n .

Для усилителя при известных значениях C_2 , C_n , $R_{\text{вых}}$, R_n аналитически по формулам (7.14) и (7.15) могут быть определены граничные частоты.

Коэффициенты частотных искажений усилителя в области низких частот

$$M_n(\omega_n) = \frac{K_{u\max}}{K_u(\omega_n)} \quad (7.16)$$

и в области высоких частот

$$M_n(\omega_n) = \frac{K_{u\max}}{K_u(\omega_n)} \quad (7.17)$$

обычно принимаются равными $\sqrt{2}$.

Если экспериментально получена частотная характеристика усилителя, рис. 7.34, то, задаваясь значениями M_n и M_{Π} , можно подсчитать коэффициенты усиления на верхней и нижней граничной частотах

$$K_u(\omega_n) = \frac{K_{u\max}}{M_{\Pi}}, \quad K_u(\omega_{\Pi}) = \frac{K_{u\max}}{M_n}.$$

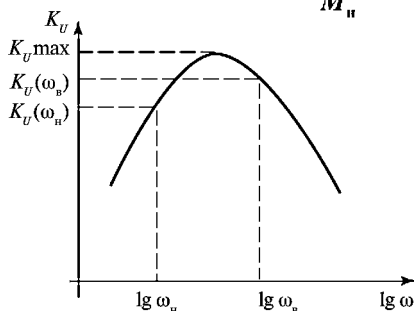


Рис. 7.34

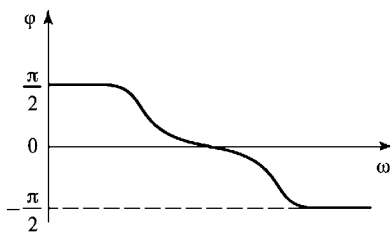


Рис. 7.35

Зная $K_u(\omega_n)$ и $K_u(\omega_{\Pi})$ по графику (рис. 7.34) находят ω_n и ω_{Π} .

Зависимость $K_u(\omega)$ называется амплитудно-частотной характеристикой усилителя (АЧХ). Обычно рассматривают логарифмические амплитудно-частотные характеристики ЛАЧХ.

Зависимость аргумента коэффициента усиления K_u усилителя от частоты ω называется фазо-частотной характеристикой усилителя, рис. 7.35.

7.5. Переходная и амплитудная характеристики усилителя

Переходная характеристика усилителя представляет собой зависимость мгновенного значения выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ от мгновенного значения входного напряжения $u_{\text{вх}}$ при отсутствии частотных искажений.

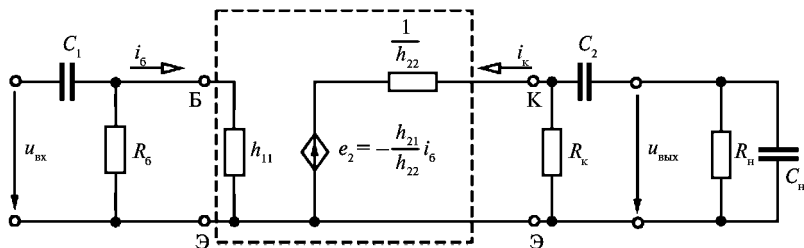


Рис. 7.36

В соответствии со схемой замещения нагруженного усилителя, рис. 7.36, связь между i_{κ} и u_{κ} выражается динамической линией нагрузки изображенной на рис. 7.37 б для

$$i_{\kappa} = -u_{\kappa} \left(\frac{1}{R_{\kappa}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right)$$

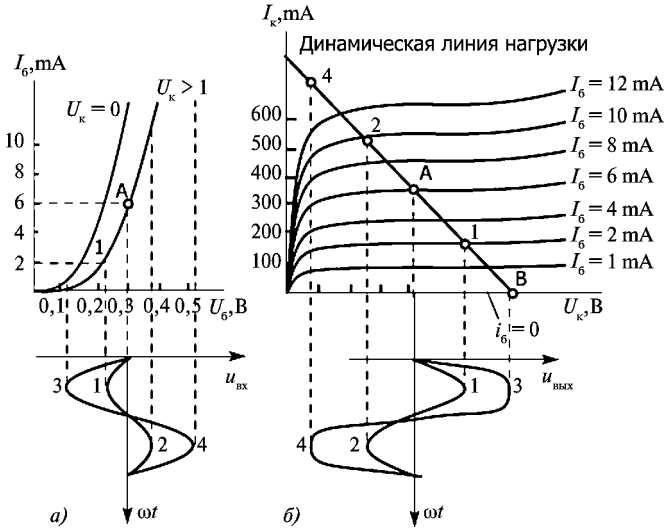


Рис. 7.37

Динамическая линия нагрузки проходит через точки A и B. Точка B имеет координаты:

$$\Delta U_{\kappa} = I_{\kappa A} \frac{R_{\kappa} R_{\text{н}}}{R_{\kappa} + R_{\text{н}}}$$

$$I_{\kappa} = 0, U_{\kappa} = U_{\kappa A} + \Delta U_{\kappa}$$

По входным (рис. 7.37 а) и выходным (рис. 7.37 б) характеристикам построена переходная характеристика (рис. 7.38), выражающая зависимость $u_{\text{вых}}$ от $u_{\text{вх}}$. При малых сигналах она идет с наклоном $R_{\text{н}}$. С увеличением сигнала на входе наступает некоторое насыщение и коэффициент усиления, равный отношению амплитуд сигналов на входе и выходе, уменьшается за счет нелинейности характеристик, при этом сигнал на выходе содержит все больше высших гармоник.

Так как из-за несимметрии характеристик максимальные значения сигналов на выходе при разных их знаках несколько отличаются,

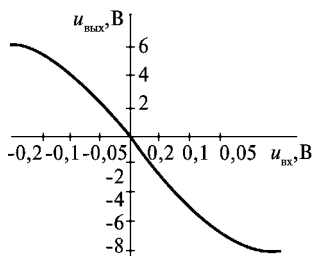


Рис. 7.38

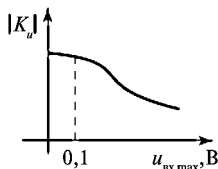


Рис. 7.39

то при построении амплитудной характеристики необходимо в качестве амплитуды сигнала на выходе принимать среднее значение положительной и отрицательной амплитуд

$$u_{\text{вых max}} = (u_{\text{вых max}(+)} + u_{\text{вых max}(-)})/2.$$

График зависимости k_u от амплитуды сигнала на входе построен на рис. 7.39.

При подаче на вход усилителя синусоидального сигнала большой амплитуды возникают нелинейные искажения выходного сигнала. Основной причиной этих искажений является нелинейность выходных характеристик усилительных элементов. В усилителе на биполярном транзисторе искажения возникают также из-за нелинейности его входной $i_B(u_B)$ и выходной $i_K(u_K)$ характеристик. На рис. 7.37 показано построение выходного сигнала усилителя при синусоидальных входных сигналах различной амплитуды.

7.6. Усилители мощности

Усилитель мощности — мощный выходной усилитель, предназначенный для обеспечения заданной мощности в подключаемом к нему (обычно низкоомном) нагрузочном резисторе R_n . Основные характеристики усилителя мощности следующие:

1) *максимальная неискаженная мощность* $P_{n \text{ max}}$ — значение мощности в сопротивлении нагрузки, при которой коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения равен предельному допустимому значению;

2) КПД η — отношение максимальной неискаженной мощности к мощности источника питания;

3) *коэффициент усиления по мощности* k_p — отношение мощностей на выходе и входе усилителя.

Усилитель мощности работает в *режиме класса А*, если его усилительные элементы (электронные лампы, транзисторы) усиливают обе

полуволны синусоидального входного сигнала, и в режиме класса **B**, если каждый из усилительных элементов усиливает одну полуволну синусоиды входного сигнала. Если усилительные элементы усиливают более одной полуволны синусоидального входного сигнала (но не обе полуволны целиком), то усилитель работает в режиме класса **AB**. Усилители, работающие в режиме классов **B** и **AB**, строят по двухтактным схемам.

Усилители мощности проектируют на основе схем с трансформаторной связью на входе и выходе, что позволяет обеспечить большую амплитуду выходного неискаженного сигнала и осуществить согласование как с сопротивлением нагрузки, так и с источником входного сигнала (предварительным усилителем).

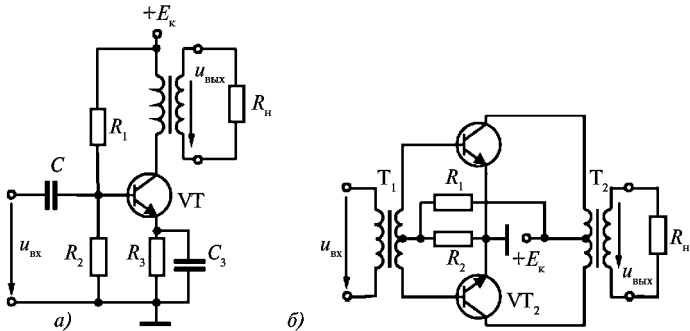


Рис. 7.40

На рис. 7.40 *a, б* показаны схемы однотактного усилителя, работающего в режиме класса **A**, и двухтактного усилителя, работающего в режиме класса **B** или **AB**.

КПД усилителя на рис. 7.40 *a* (без учета КПД трансформатора)

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{U_{км} I_{км}}{E_{к} I_{к0}}$$

$I_{к0}$ — ток коллектора в режиме покоя.

Так как $U_{км} \leq E_{к}$, $I_{км} \leq I_{к0}$, то $\eta \leq 50\%$.

КПД усилителя на рис. 7.40 *б*

$$\eta = \frac{\pi U_{км} I_{км}}{4 E_{к} I_{км} + \pi I_{к0}}$$

и не превышает теоретического максимального значения, равного 78%.

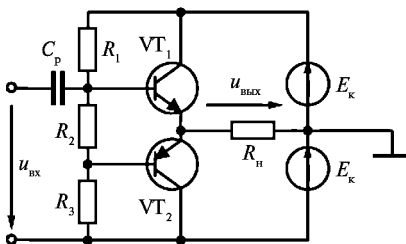


Рис. 7.41

На рис. 7.41 приведена схема бестрансформаторного двухтактного усилителя мощности класса АВ, построенного на паре биполярных транзисторов с различными типами электропроводности: *p-n-p* и *n-p-n*. КПД такого усилителя, так же как и трансформаторного, не превышает 78%.

7.7. Обратные связи в усилителях

7.7.1. Виды обратных связей в усилителях

Обратная связь — это *передача* части или всего *сигнала с выхода* усилителя *на его вход* (выходной сигнал оказывает влияние на входной).

Различают положительные и отрицательные обратные связи.

Если сигнал обратной связи складывается с входным, увеличивая его, то это **положительная обратная связь** (ПОС).

Если сигнал обратной связи вычитается из входного, уменьшая его, то такую обратную связь называют **отрицательной обратной связью** (ООС).

Обратная связь практически реализуется путём соединения выходных и входных зажимов усилителя электрической цепью. Входные напряжение и ток оказываются созданными как источником сигнала так и выходными напряжением или током.

Различают обратные связи по напряжению и току.

Обратная связь по напряжению — сигнал обратной связи u_{oc} пропорционален выходному $u_{вых}$ напряжению усилителя (У), рис. 7.42.

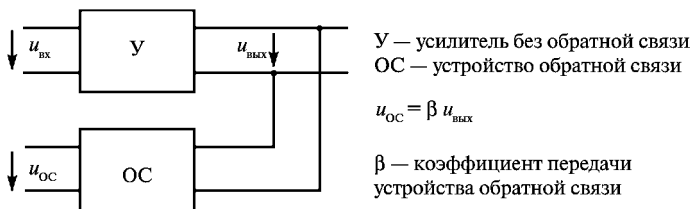
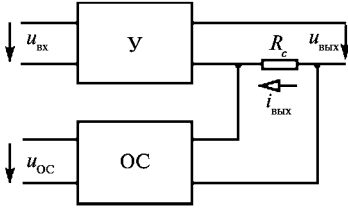


Рис. 7.42

$$\underline{\beta} = \frac{\dot{U}_{oc}}{\dot{U}_{вых}}$$

Обратная связь по току – сигнал обратной связи u_{oc} пропорционален току усилителя на выходе (рис. 7.43),

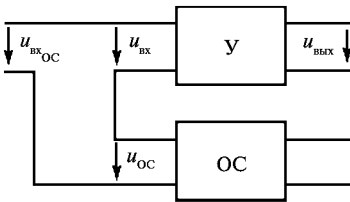


$$u_{oc} = \beta R_c i_{вых} = \alpha i_{вых}$$

Рис. 7.43

Во входную цепь усилителя сигнал обратной связи может быть подключен последовательно или параллельно с входным сигналом усилителя.

Последовательная обратная связь, рис. 7.44.



$$u_{oc} = \beta u_{вых} \text{ или } u_{oc} = \alpha i_{вых}$$

$$u_{вх} = u_{вх\text{ОС}} \pm \beta u_{вых}$$

Рис. 7.44

Параллельная обратная связь, рис. 7.45.

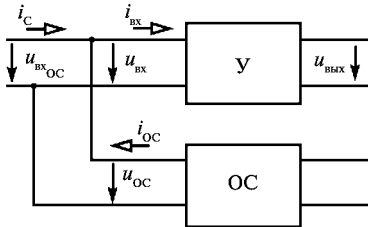


Рис. 7.45

$$i_{вх} = i_c + i_{oc}$$

7.7.2. Влияние последовательной отрицательной обратной связи по напряжению на параметры усилителя

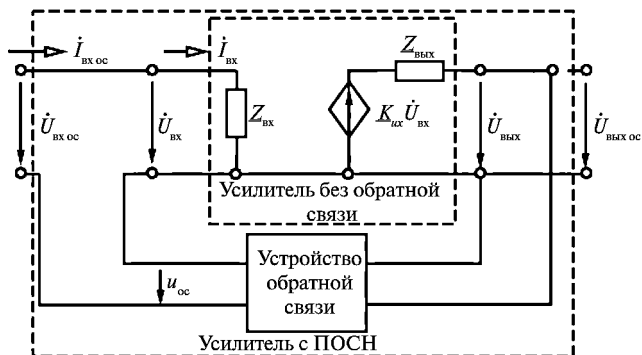


Рис. 7.46

На рис. 7.46 изображена схема замещения усилителя без обратной связи с известными параметрами $Z_{вх}$, $Z_{вых}$, $K_{иХ}$, она выделена внутренним пунктирным прямоугольником. Напряжение с выхода усилителя $\dot{U}_{вых}$ подается на устройство обратной связи, с выхода которого сигнал обратной связи $\dot{U}_{ос} = \beta \dot{U}_{вых}$ подключается последовательно с входным напряжением $\dot{U}_{вх ос}$ на вход усилителя. Уравнение замыкания обратной связи

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_{вх ос} - \dot{U}_{ос} = \dot{U}_{вх ос} - \beta \dot{U}_{вых ос} = \dot{U}_{вх ос} - \beta \dot{U}_{вых}. \quad (7.18)$$

С помощью этой структурной схемы можно определить параметры усилителя с обратной связью $Z_{вх ос}$, $Z_{вых ос}$, $K_{иХ ос}$ и построить схему замещения такого усилителя, рис. 7.47.

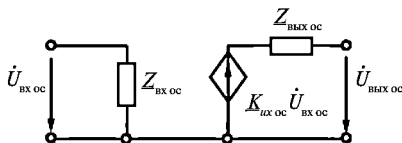


Рис. 7.47

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_{иХ ос} = \frac{\dot{U}_{вых ос}}{\dot{U}_{вх ос}}$$

Из схемы замещения (рис. 7.46) следует, что $\dot{U}_{вых} = \dot{U}_{вых ос}$,

$$\dot{U}_{вых} = K_{иХ} \dot{U}_{вх}.$$

Из уравнения (7.18) получаем уравнение замыкания

$$\dot{U}_{\text{вх ос}} = \dot{U}_{\text{вх}} + \beta \dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вх}} + \beta \underline{K}_{\text{мх}} \dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх}} (1 + \beta \underline{K}_{\text{мх}}), \quad (7.19)$$

тогда

$$\underline{K}_{\text{мх ос}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых ос}}}{\dot{U}_{\text{вх}} (1 + \beta \underline{K}_{\text{мх}})} = \underline{K}_{\text{мх}} \frac{1}{1 + \beta \underline{K}_{\text{мх}}}. \quad (7.20)$$

Введение отрицательной обратной связи по напряжению уменьшает коэффициент усиления в $|1 + \beta \underline{K}_{\text{мх}}|$ раз.

Если модуль $\beta \underline{K}_{\text{мх}} \gg 1$, то $\underline{K}_{\text{мх ос}} \approx 1$.

Входное сопротивление усилителя с обратной связью $\underline{Z}_{\text{вх ос}}$

$$\underline{Z}_{\text{вх ос}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх ос}}}{\dot{i}_{\text{вх ос}}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}} (1 + \beta \underline{K}_{\text{м}})}{\dot{i}_{\text{вх}}};$$

с учетом соотношения (7.19) и $\dot{i}_{\text{вх ос}} = \dot{i}_{\text{вх}}$ получаем

$$\underline{Z}_{\text{вх ос}} = \underline{Z}_{\text{вх}} (1 + \beta \underline{K}_{\text{м}}). \quad (7.21)$$

С введением такой обратной связи входное сопротивление увеличивается в $|1 + \beta \underline{K}_{\text{м}}|$ раз.

Для усилителя с нагрузкой

$$\underline{K}_{\text{н}} = \underline{K}_{\text{мх ос}} \frac{\underline{Z}_{\text{н}}}{\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{н}}}.$$

Выходное сопротивление усилителя с обратной связью $\underline{Z}_{\text{вых ос}}$

$$\underline{Z}_{\text{вых ос}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых ос к}}}{\dot{i}_{\text{вых ос к}}}.$$

$\dot{U}_{\text{вых ос к}}$ — выходное напряжение усилителя с обратной связью в режиме холостого хода.

$\dot{i}_{\text{вых ос к}}$ — ток на выходе усилителя с обратной связью в режиме короткого замыкания (рис. 7.48), при котором

$$\dot{U}_{\text{вых ос}} = 0; \quad \dot{U}_{\text{ос}} = 0; \quad \dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх ос}}.$$

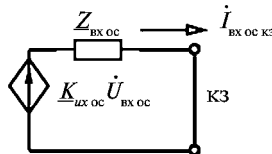


Рис. 7.48

Отсюда

$$i_{\text{вых ос кт}} = \frac{K_{\mu\bar{x} \text{ ос}} \dot{U}_{\text{вх ос}}}{Z_{\text{вмх}}}$$

Так как в режиме хх

$$\dot{U}_{\text{вмх ос } \bar{x}} = K_{\mu\bar{x} \text{ ос}} \dot{U}_{\text{вх ос}} = \frac{K_{\mu\bar{x}}}{1 + \beta K_{\mu\bar{x}}} \dot{U}_{\text{вх ос}},$$

получаем

$$Z_{\text{вмх ос}} = Z_{\text{вмх}} \frac{1}{1 + \beta K_{\mu\bar{x}}}. \quad (7.22)$$

При введении отрицательной обратной связи выходное сопротивление усилителя уменьшается в $|1 + \beta K_{\mu\bar{x}}|$ раз.

7.7.3. Эмиттерный повторитель

Сопротивление R_6 служит для задания режима в цепи базы по постоянному току, рис. 7.49.

В эмиттерном повторителе выходное напряжение снимается с сопротивления, находящегося в цепи эмиттера, R_3 .

Всё напряжение с выхода поступает на вход – отрицательная обратная связь по напряжению. Коэффициент передачи обратной связи $\beta = 1$.

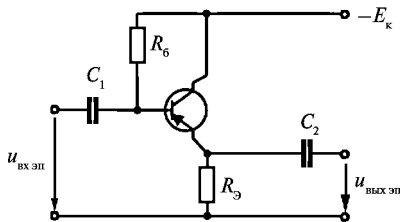


Рис. 7.49

Схема замещения усилителя без обратной связи показана на рис. 7.50.

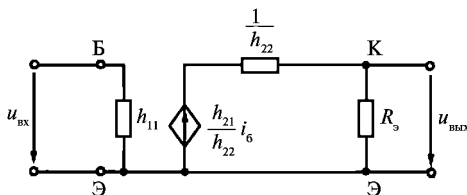


Рис. 7.50

$$R_{вх} = h_{11}; \quad R_{вых} = \frac{R_3}{1 + h_{22}R_3}; \quad K_{иx} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{h_{21}R_3}{h_{11}(1 + h_{22}R_3)}.$$

Схема замещения усилителя без обратной связи отличается от ранее рассмотренной схемы замещения усилителя с общим эмиттером только тем, что сопротивлению в цепи коллектора R_K здесь соответствует R_3 .

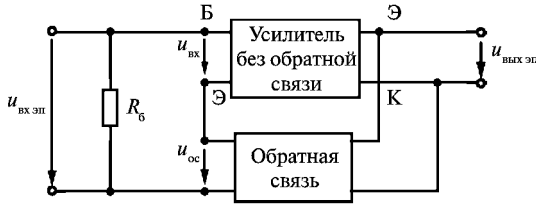


Рис. 7.51

В эмиттерном повторителе (усилителе с обратной связью), рис. 7.51.

$$u_{вых эп} = -u_{вых}; \quad \beta = 1; \quad u_{ос} = u_{вых эп}.$$

В соответствии с полученными ранее, выражениями для параметров усилителей с отрицательной обратной связью получаем

$$K_{эп} = \frac{K_{иx}}{1 + K_{иx}}; \quad R_{вх эп} = \frac{R_6 R_{вх} (1 + K_{иx})}{R_6 + R_{вх} (1 + K_{иx})};$$

$$R_{вых эп} = \frac{R_{вых}}{1 + K_{иx}}.$$

Входное сопротивление эмиттерного повторителя велико, а выходное — мало. При большом значении $K_{иx}$ коэффициент усиления эмиттерного повторителя близок к 1, поэтому усилитель и называется **повторителем**. Эти усилители используются как дополнительные усилители в схемах для согласования источников, имеющих большое внутреннее сопротивление, или для согласования низкоомных сопротивлений нагрузки с входными и выходными параметрами усилителей.

7.7.4. Температурная стабилизация

Для работы усилителей на биполярных транзисторах обязательна температурная стабилизация точки покоя, так как при достаточно больших изменениях температуры точка покоя смещается (в основном из-за роста неуправляемого тока коллектора), что приводит к не-

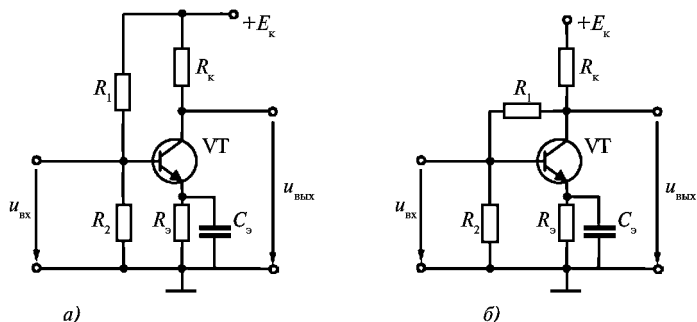


Рис. 7.52

допустимому возрастанию нелинейных искажений. Стабилизацию точки покоя производят введением обратной связи по постоянному току. На рис. 7.52 а, б приведены две схемы усилителей со стабилизацией точки покоя. В схеме на рис. 7.52 а стабилизацию осуществляют при помощи отрицательной последовательной обратной связи по току, действующей через резистор R_3 . В схеме на рис. 7.52 б дополнительно имеется отрицательная параллельная обратная связь по напряжению (через резистор R_1). Для исключения влияния обратной связи по току на коэффициент усиления по переменному сигналу резистор R_3 шунтируют конденсатором C_3 достаточно большой емкости.

7.8. Усилители постоянного тока и операционные усилители

7.8.1. Усилители постоянного тока

Для усиления постоянных и медленно меняющихся сигналов применяются усилители постоянного тока (УПТ). Коэффициент усиления УПТ должен оставаться неизменным в области низких частот, рис. 7.53.

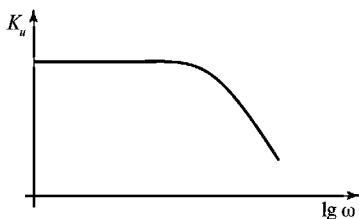


Рис. 7.53

Поэтому в схемах таких усилителей не должно быть элементов, сопротивления которых зависят от частоты (исключаются L , C связи), рис. 7.54.

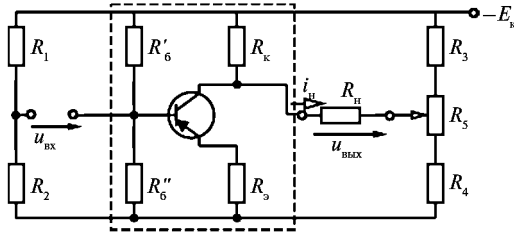


Рис. 7.54

В схеме пунктиром выделен усилитель с общим эмиттером и коллекторной нагрузкой. Сопротивления $R_Э$, R_6' , R_6'' , R_K обеспечивают режим покоя (задают рабочую точку A), с помощью обратной связи $R_Э$ и R_6'' происходит температурная стабилизация. Однако в схеме отсутствуют разделительные конденсаторы C_1 и C_2 , а также шунтирующий конденсатор C_3 . Отделение постоянных составляющих сигнала производится компенсационным методом.

Для выделения усиленного постоянного входного напряжения $u_{вх}$ от постоянного напряжения на коллекторе $U_{кА}$ вводят дополнительные резисторы R_3 , R_4 , R_5 и выходное напряжение $u_{вых}$ снимается с диагонали моста, который настраивается так, чтобы при $u_{вх} = 0$, выходное напряжение также было равно нулю.

В усилителях постоянного тока с течением времени при отсутствии входного сигнала появляется напряжение на выходе из-за нестабильности источников питания, старения транзисторов. Это явление называется **дрейфом нуля**.

Снижение дрейфа нуля достигается в **дифференциальных УПТ**.

В дифференциальном усилителе выбирают одинаковые транзисторы и сопротивления $R_{к1} = R_{к2}$, рис. 7.55.

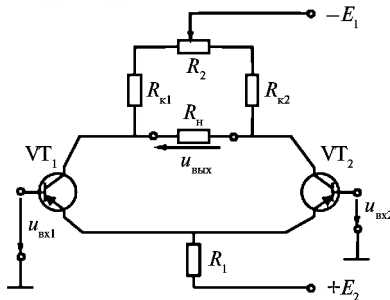


Рис. 7.55

Изменения температуры и напряжения источников питания E_1 и E_2 будут одинаково влиять на идентичные транзисторы и при $u_{вх} = 0$ будет $u_{вых} = 0$.

С помощью переменного резистора R_2 осуществляется (подстройка) установка нуля.

Усилитель имеет 2 входа:

$u_{вх1}$ — не инвертирующий вход,

$u_{вх2}$ — инвертирующий вход,

$$u_{вых} = K_u (u_{вх1} - u_{вх2}).$$

Коэффициент усиления дифференциального усилителя

$$K_u = \frac{h_{21}R_k}{h_{11}(1 + h_{22}R_k)}.$$

Входное сопротивление $R_{вх} = 2h_{11}$.

Выходное сопротивление $R_{вых} = \frac{2R_k}{1 + h_{22}R_k}$.

7.8.2. Операционные усилители

Операционный усилитель — усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе с отрицательной обратной связью.

Операционные усилители (условное обозначение их показано на рис. 7.56) выпускаются в виде монолитных интегральных микросхем, имеющих высокую плотность упаковки элементов. Так операционный усилитель серии К140УД8 имеет 24 транзистора, а его микросхема помещена в круглый металлический корпус $d = 8,5$ мм и массой 1,5 г с восемью выводами.

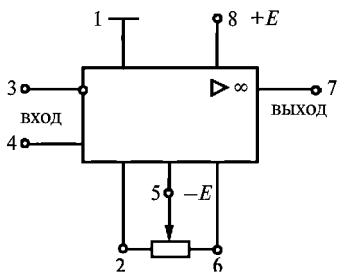


Рис. 7.56

На выводы 3 и 4 подается входное напряжение, на выводы 8 и 5 подключаются источники напряжения (E). Выход снимается с 7 вывода. К выводам 2 и 6 подключается переменный резистор для настройки нуля. Вывод 1 – общий.

Параметры операционных усилителей

Тип операционного усилителя		Идеальный	140УД8А	544УД1А	
Параметры					Ед. изм.
Напряжение источников питания	U_n	В	–	± 15	± 15
Коэффициент усиления по напряжению	K_u	В/В	∞	50000	50000
Входное сопротивление	$R_{вх}$	Ом	∞	10^6	10^7
Выходное сопротивление	$R_{вых}$	Ом	0	200	
Максимальное значение сигнала на выходе	$U_{вых}$	В	U_n	10	10
Частота, на которой $K_u = 1$	f	МГц	∞	1	1
Напряжение смещения нуля	$U_{см}$	мВ	0	20	30

Операционные усилители работают с глубокими отрицательными обратными связями (параллельная обратная связь по напряжению), рис. 7.57.

Определим коэффициент передачи операционного усилителя, рис. 7.57.

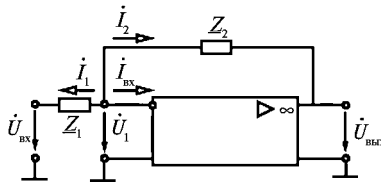


Рис. 7.57

По первому закону Кирхгофа

$$\dot{i}_1 + \dot{i}_2 + \dot{i}_{вх} = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_{вх}}{Z_1} + \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_{вых}}{Z_2} + \frac{\dot{U}_1}{Z_{вх}} = 0.$$

Отсюда коэффициент передачи операционного усилителя

$$K_{оу} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = - \frac{1}{Z_1 \left(\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{K_u Z_1} + \frac{1}{K_u Z_2} + \frac{1}{K_u Z_{вх}} \right)}.$$

При больших значениях коэффициента усиления $\frac{1}{K_u Z_i} \ll \frac{1}{Z_2}$

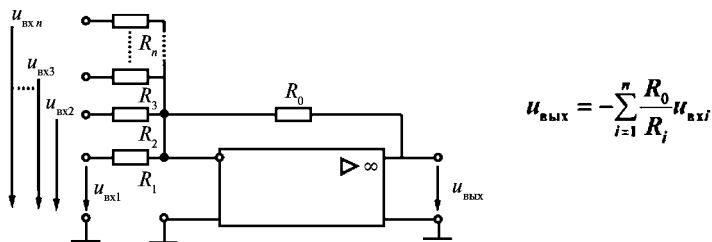
$$K_{oy} \approx -\frac{Z_2}{Z_1}$$

Отрицательная обратная связь подается на инвертирующий вход.

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{Z_2}{Z_1} \dot{U}_{\text{вх}}$$

Коэффициент передачи операционного усилителя определяется значениями и типом элементов, включаемых на входе и в обратной связи усилителя.

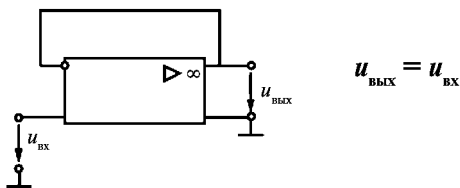
Ниже приведены схемы: сумматора напряжения (рис. 7.58),



$$u_{\text{вых}} = -\sum_{i=1}^n \frac{R_0}{R_i} u_{\text{вх}i}$$

Рис. 7.58

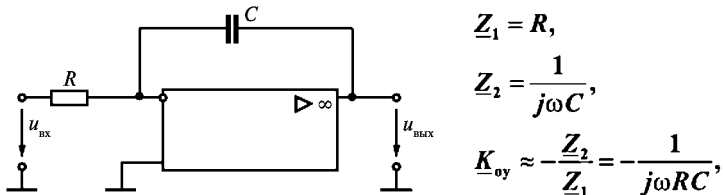
повторителя входного сигнала (рис. 7.59),



$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}$$

Рис. 7.59

интегрирующего усилителя (рис. 7.60).



$$Z_1 = R,$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C},$$

$$K_{oy} \approx -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{1}{j\omega RC},$$

Рис. 7.60

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{1}{j\omega RC} \dot{U}_{\text{вх}} \text{ — в комплексной форме.}$$

Деление на $j\omega$ эквивалентно интегрированию оригинала во временной области

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt + \dot{U}_{\text{со}}.$$

Схема дифференцирующего усилителя показана на рис. 7.61.

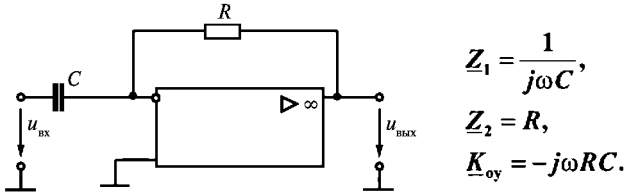


Рис. 7.61

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{1}{j\omega C}, \\ Z_2 &= R, \\ K_{\text{оу}} &= -j\omega RC. \end{aligned}$$

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -j\omega RC \dot{U}_{\text{вх}}.$$

Умножение на $j\omega$ соответствует дифференцированию во временной области

$$u_{\text{вых}} = -RC \frac{du_{\text{вх}}}{dt}.$$

7.9. Автогенераторы

Автогенератор представляет собой усилитель с положительной обратной связью, рис. 7.62. При положительной обратной связи выходной сигнал или какая-то функция от этого сигнала, определяемая коэффициентом передачи обратной связи, суммируется с входным усиливаемым сигналом, способствуя его дальнейшему увеличению. Однако этот процесс увеличения сигнала ограничен из-за нелинейности характеристики усилителя. С помощью положительной обратной связи можно получить **электронный генератор**, преобразующий

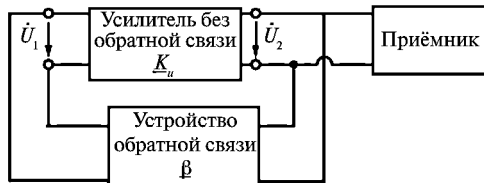


Рис. 7.62

энергию источника постоянного напряжения в сигнал переменного тока, как синусоидальной, так и не синусоидальной формы.

Напряжение на выходе усилителя $\dot{U}_2 = K_u \dot{U}_1$ определяется значением K_u , и в то же самое время входное напряжение при отсутствии внешнего входного сигнала равно $\dot{U}_1 = \beta \dot{U}_2$.

Это равенство возможно при условии $K_u \beta = 1$.

$$\underline{K}_u = K(\omega)e^{j\varphi_k(\omega)}, \quad \underline{\beta} = \beta(\omega)e^{j\varphi_\beta(\omega)}, \quad \dot{U}_2 = \underline{K}_u \underline{\beta} \dot{U}_2.$$

Оно разбивается на 2 уравнения:

баланса амплитуд $\underline{K}_u(\omega)\underline{\beta}(\omega) = 1$;

баланса фаз $\varphi_k(\omega) + \varphi_\beta(\omega) = 2\pi n, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Высокочастотный генератор LC-типа показан на рис. 7.63.

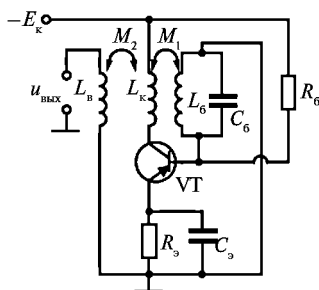


Рис. 7.63

Усилитель с общим эмиттером. В цепь базы включен $L_6 C_6$ резонансный контур, катушка которого L_6 индуктивно связана с катушкой L_k в цепи коллектора. С катушки L_n снимается напряжение $u_{\text{вых}}$. Эта катушка (L_n) тоже индуктивно связана с коллекторной катушкой L_k .

При включении источника питания E_k или в результате случайных возмущений возникают слабые колебания с частотой, определяемой параметрами резонансного контура $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_6 C_6}}$. Напряжение с резонансного контура поступает на вход усилителя, в цепи коллектора возрастает ток. Наличие индуктивной связи катушек в цепи базы и коллектора приводит к увеличению амплитуды колебаний в резонансном контуре (положительная обратная связь).

Бесконечно возрастать эти колебания не будут, т.к. характеристики транзистора и усилителя нелинейны, рис. 7.64.

При выполнении условия баланса амплитуд установятся колебания с постоянной амплитудой и частотой.

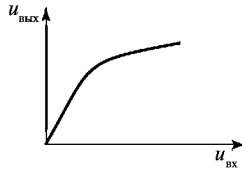


Рис. 7.64

LC –автогенераторы используются в установках для высокочастотного нагрева металлов, сушки, для химической обработки изделий.

Для этой цели используются индуктивные и ёмкостные трёхточки.

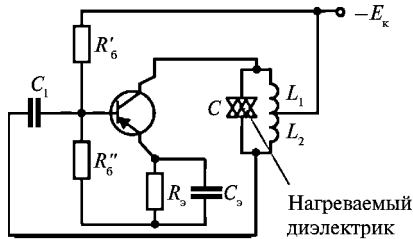


Рис. 7.65

В индуктивной трёхточке LC –колебательный контур включается тремя точками, рис. 7.65. Изменение частоты осуществляется изменением ёмкости C (перемещением обкладок воздушного конденсатора) или используется полупроводниковый диод, электрическая ёмкость которого изменяется в зависимости от подаваемого на него постоянного напряжения – варикап $\rightarrow \text{D} \leftarrow$.

$$\text{Условие резонанса } B_{L_{1,2}} = B_C; \quad B_{L_{1,2}} = \frac{1}{\omega_0(L_1 + L_2)}; \quad B_C = \omega_0 C.$$

Схема ёмкостной трёхточки приведена на рис. 7.66

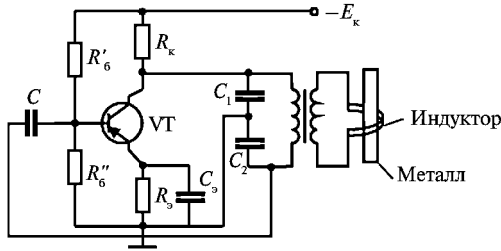


Рис. 7.66

В индукторе осуществляется поверхностная закалка детали токами высокой частоты.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{LC_1C_2}{C_1 + C_2}}}$$

Автогенераторы находят широкое применение в радиоэлектронных схемах.

LC-генераторы вырабатывают колебания высокой частоты (более 100 кГц), а *RC*-генераторы применяют для создания низкочастотных гармонических колебаний (от единиц герц до десятков килогерц).

На основе ОУ могут быть построены самые разные виды генераторов гармонических колебаний. Если требуется получить синусоидальное переменное напряжение низких или средних частот, то удобнее всего применить один из вариантов *RC*-генераторов.

На рис. 7.67 приведена схема *RC*-генератор с мостом Вина.

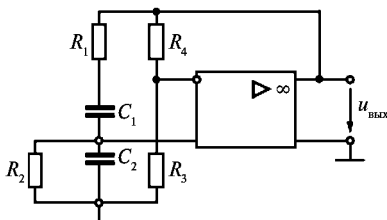


Рис. 7.67

При $R_3 / R_4 > R_1 / R_2 + C_1 / C_2$ в устройстве возникают автоколебания, частота которых определяется формулой $\omega_0^2 = 1 / (R_1 R_2 C_1 C_2)$.

Обычно используют в частотно-зависимой ветви моста Вина равные сопротивления и равные емкости $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, а частоту

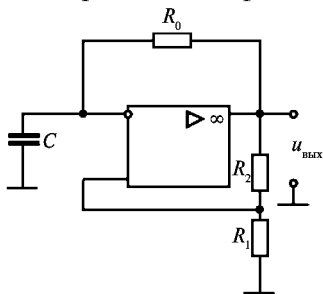


Рис. 7.68

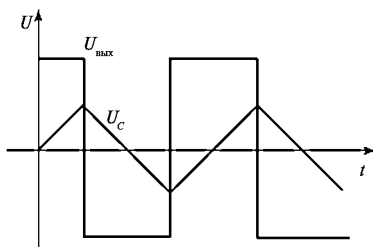


Рис. 7.69

автоколебаний находят по соотношению $f_0 = 1/(2\pi RC)$, причем автоколебания возникают при условии, что коэффициент усиления усилителя, составленного из ОУ и резисторов R_3 и R_4 , больше трех. Иначе говоря, должно быть выполнено условие $R_3 / R_4 > 2$.

Примером генератора несинусоидальных колебаний может служить мультивибратор. На рис. 7.68 представлена схема реализации мультивибратора на операционном усилителе, а на рис. 7.69 — временная диаграмма напряжения на конденсаторе и выходного напряжения.

Глава восьмая. ОСНОВЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

8.1. Интегральные микросхемы	216
8.2. Логические и цифровые элементы	218
8.2.1. Логические элементы	219
8.2.2. Транзисторные ключи	222
8.2.3. Триггеры	225
8.2.4. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)	227
8.2.5. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)	228
8.3. Микропроцессоры и микроконтроллеры	229
8.3.1. Микропроцессор. Основные понятия и определения	229
8.3.2. Классификация микропроцессоров	230
8.3.3. Архитектура и устройство микропроцессоров	232
8.3.3.1. Архитектура МП	232
8.3.3.2. Функциональные параметры МП	233
8.3.3.3. Предельные эксплуатационные параметры МП	235
8.3.3.4. Структура микропроцессора КР 580 ВМ80 А	235
8.3.4. Принципы работы микропроцессора	239
8.3.4.1. Двоичная арифметика	239
8.3.4.2. Алгоритм работы микропроцессора КР580ВМ80А	242
8.3.4.3. Программная модель микропроцессора КР580ВМ80А	244
8.3.4.4. Режимы адресации микропроцессора КР580ВМ80А	247
8.3.4.5. Система команд микропроцессора КР580ВМ80А	248
8.3.4.6. Применение микропроцессоров	251

Глава восьмая.

ОСНОВЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

8.1. Интегральные микросхемы

Основные понятия. *Микроэлектроника* – область электроники, охватывающая проблемы исследования, конструирования, изготовления и применения микроэлектронных изделий.

Микроэлектронное изделие – электронное устройство с высокой степенью интеграции.

Интегральная микросхема (ИМС) – микроэлектронное изделие, выполняющее функции преобразования и обработки сигнала, имеющее высокую плотность упаковки элементов, компонентов и кристаллов, рассматриваемая с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации как единое целое.

Элемент интегральной микросхемы – часть ИМС, реализующая функцию какого-либо электрорадиоэлемента, выполняемая неразделимо от кристалла или подложки, и с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации не выделяемая как самостоятельное изделие. К электрорадиоэлементам относятся транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы и др.

Компонент интегральной микросхемы – часть ИМС, реализующая функции какого-либо электрорадиоэлемента и с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации выделяемая как самостоятельное изделие.

Кристалл интегральной микросхемы – часть полупроводниковой пластины, в объеме и на поверхности которой сформированы элементы полупроводниковой ИМС, межэлементные соединения и контактные площадки.

Аналоговая интегральная микросхема – ИМС, предназначенная для преобразования и обработки непрерывных сигналов. Частный случай аналоговой ИМС – ИМС с линейной характеристикой (линейная ИМС).

Цифровая интегральная микросхема – ИМС, предназначенная для преобразования и обработки дискретных сигналов. Один из видов цифровых ИМС – это логическая ИМС.

Степень интеграции ИМС – показатель степени сложности микросхемы, характеризуемый числом содержащихся в ней элементов и компонентов.

Степень интеграции ИМС определяют по формуле $k = \lg N$, где k – коэффициент, определяющий степень интеграции, округляемый до ближайшего большего целого числа; N – число входящих в ИМС элементов и компонентов. ИМС, с $k = 1$, называют *схемами с малым уровнем интеграции* (МИС), с $k = 2$ – *схемами среднего уровня интеграции* (СИС), с $k = 3, 4$ – *большими интегральными схемами* (БИС), с $k > 4$ – *сверхбольшими интегральными схемами* (СБИС).

Степень интеграции зависит от размеров и минимального расстояния Δ между элементами ИМС и определяется уровнем технологии изготовления ИМС. В настоящее время Δ составляет 45–60 нанометров, что позволяет разместить на одном кристалле десятки миллионов элементов.

Устройство. *Полупроводниковая интегральная микросхема* – ИМС, элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме и на поверхности полупроводника.

Гибридная интегральная микросхема – ИМС, содержащая кроме элементов компоненты и (или) кристаллы. (Разновидность гибридной ИМС – многокристалльная ИМС.)

На рис. 8.1, *a–d* показаны примеры формирования различных элементов на полупроводниковом кристалле с проводимостью p типа и n

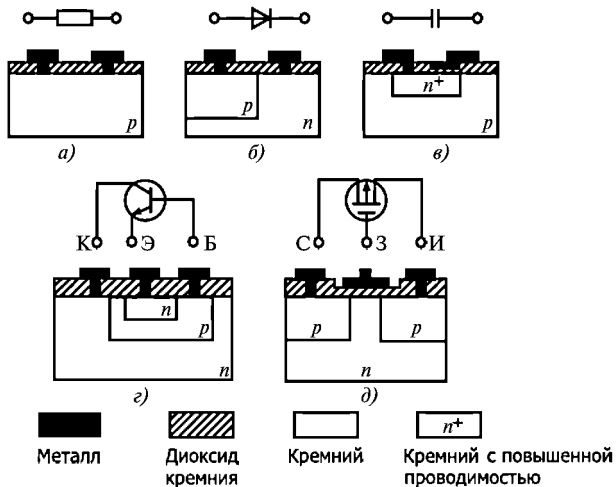


Рис. 8.1

типа. Структуры полупроводниковой и гибридной ИМС изображены на рис. 8.2 и 8.3, где 1, 2, 3 – выводы. Гибридная ИМС, показанная на рис. 8.3, содержит нанесённые на стеклянную или керамическую подложку плёночные проводники, плёночный резистор и конденсатор, а также диод и транзистор в бескорпусном исполнении.

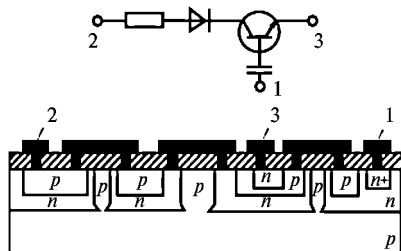


Рис. 8.2

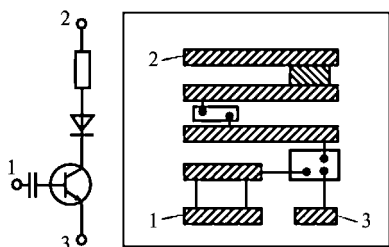


Рис. 8.3

Обозначения типов ИМС. Условное обозначение типа ИМС состоит из трех элементов. Первый элемент – три цифры, указывающие номер серии, причем первая цифра определяет конструктивно-технологическое исполнение ИМС (1, 5 – полупроводниковые, 2, 4, 8 – гибридные, 7 – полупроводниковые бескорпусные, 3 – прочие, т. е. плёночные, керамические и т. д.), вторые две цифры – порядковый номер разработки серии ИМС (от 00 до 99).

Второй элемент – две буквы, характеризующие функциональное назначение ИМС. Третий элемент – порядковый номер одноименных по функциональному назначению ИМС в данной серии.

8.2. Логические и цифровые элементы

В различных устройствах обработки и преобразования информации широко применяют цифровые методы. Они базируются на использовании сигнала прямоугольной формы, имеющего два фиксированных

уровня напряжения. Это позволяет представить сигнал в цифровой форме: уровню высокого напряжения приписывают символ «1» — логическая единица, а уровню низкого напряжения символ «0» — логический нуль. На указанном виде сигнала основана работа цифровых вычислительных устройств, а также используемая в них двоичная система счисления.

Элементы, осуществляющие простейшие операции с такими двоичными сигналами, называют логическими. Логические элементы, соединенные определенным образом между собой, позволяют создавать сложные системы обработки информации.

Математическим аппаратом анализа и синтеза цифровых систем служит алгебра логики (булева алгебра), которая изучает связь между переменными (сигналами), принимающими только два («0», «1») значения. Символы «0» и «1» в алгебре логики характеризуют состояния переменных или состояния их функций, в связи с чем эти символы нельзя рассматривать как арифметические числа. Алгебра логики является алгеброй состояний, а не алгеброй чисел.

В цифровой технике различные логические соотношения могут иметь лишь два значения: истинно или ложно.

В основе алгебры логики лежат три основные элементарные операции:

И — логическое умножение, или *конъюнкция*;

НЕ — логическое отрицание, или *инверсия*;

ИЛИ — логическое сложение, или *дизъюнкция*.

8.2.1. Логические элементы

Логический элемент ИЛИ имеет два входа и один выход, условное обозначение логического элемента ИЛИ показано на рис. 8.4.

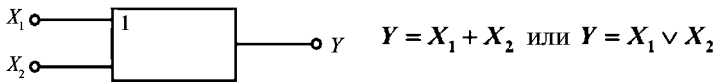


Рис. 8.4

В алгебре логики условно принято значения Y , равные логической единице, считать истинными, а значения равные логическому нулю — ложными.

Таблица истинности

X_1	0	0	1	1
X_2	0	1	0	1
Y	0	1	1	1

В таблице истинности задаются все возможные значения входных независимых величин (X) и соответствующие им значения на выходе (Y).

Входные и выходные значения логических элементов принимают только 2 значения **1** (истинно) и **0** (ложно).

Этот элемент может быть реализован схемой с двумя диодами, рис. 8.5.

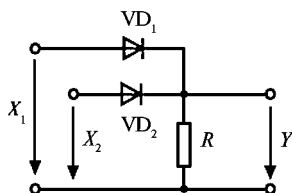


Рис. 8.5

Если единичный уровень напряжения, логическая единица, поступает на первый X_1 , или второй X_2 , или на оба входа вместе X_1 и X_2 , то через открытые диоды VD_1 , VD_2 напряжение передается на выход, создавая единичный уровень выходного напряжения на резисторе R . При нулевых входных напряжениях диоды закрыты и на выходе напряжение отсутствует, что соответствует нулевому выходному напряжению.

Логический элемент И (логическая схема совпадения) имеет два или более входов и один выход Y . Условное обозначение логического элемента И показано на рис. 8.6.

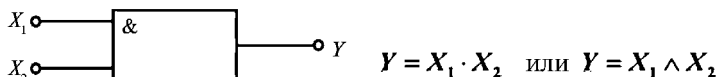


Рис. 8.6

Таблица истинности

X_1	0	0	1	1
X_2	0	1	0	1
Y	0	0	0	1

Этот элемент также может быть реализован с помощью диодов

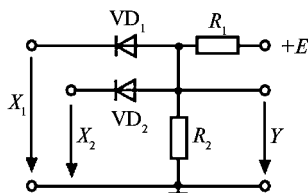


Рис. 8.7

Если любое из входных напряжений X_1, X_2 или оба равны нулю, то соответствующий ему диод открыт, его сопротивление равно нулю, выход будет закорочен и выходное напряжение Y будет равно нулю. Напряжение на выходе появится только в том случае, если напряжение, запирающее диоды, будет подано одновременно на первый и второй входы ($X_1 = 1, X_2 = 1$). Через резисторы R_1 и R_2 потечет ток, на резисторе R_2 появится напряжение $Y = 1$.

Логический элемент НЕ выполняет операцию инверсии, условное обозначение логического элемента НЕ показано на рис. 8.8.

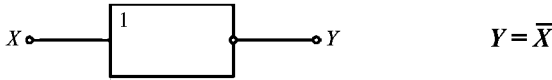


Рис. 8.8

Элемент может быть реализован на транзисторной схеме, рис. 8.9.

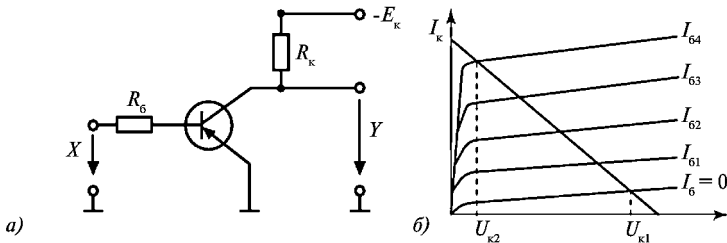


Рис. 8.9

При отсутствии входного сигнала $X = 0$, ток в базе отсутствует $I_б = 0$ и с выхода транзистора снимается напряжение $U_{к1}$, соответствующее единице на выходе $Y = 1$, рис. 8.9 б.

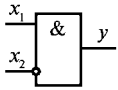
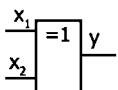
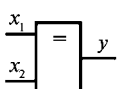
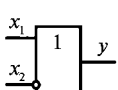
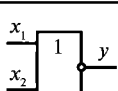
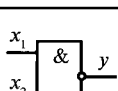
При подаче сигнала $X = 1$ появляется ток в цепи базы ($I_{б4}$) и напряжение на выходе падает до $U_{к2}$, соответствующее $Y = 0$.

Таблица истинности

X	0	1
Y	1	0

При рассмотрении логических элементов показана их простейшая реализация с помощью транзисторов и диодов.

Таблица логических элементов

Тип элемента	Логическая функция	Таблица истинности	Условное изображение
Запрет	$x_1 \bar{x}_2$	x_1 x_2 y 0 0 0 0 1 0 1 0 1 1 1 0	
Исключительное ИЛИ (неравнозначность)	$x_1 \oplus x_2 = x_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_1 x_2$	x_1 x_2 y 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0	
Равнозначность	$x_1 \sim x_2 = x_1 x_2 + \bar{x}_1 \bar{x}_2$	x_1 x_2 y 0 0 1 0 1 0 1 0 0 1 1 1	
Импликация	$x_1 + \bar{x}_2$	x_1 x_2 y 0 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 1	
Стрелка Пирса (ИЛИ-НЕ)	$\overline{x_1 + x_2}$	x_1 x_2 y 0 0 1 0 1 0 1 0 0 1 1 0	
Штрих Шеффера (И-НЕ)	$\overline{x_1 x_2}$	x_1 x_2 y 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0	

8.2.2. Транзисторные ключи

Транзисторные ключи. *Ключ* – элемент, осуществляющий под действием управляющих сигналов различные коммутации, включение и выключение пассивных и усилительных элементов, источников питания и т. д. В статическом режиме ключ находится в одном из двух состояний: замкнутом (включённом) или разомкнутом (выключенном).

Пример простейшей ключевой схемы показан на рис. 8.10. В состоянии «Выключено» (ключ *K* замкнут) напряжение на выходе равно

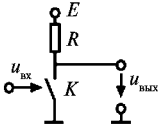


Рис. 8.10

нулю (если пренебречь сопротивлением замкнутого ключа), а в состоянии «Включено» (ключ K разомкнут) напряжение на выходе равно E (если считать сопротивление разомкнутого ключа бесконечно большим). Таким образом, при коммутации ключа K на выходе создаются перепады напряжения на значение E .

В динамическом режиме ключ характеризуется рядом временных параметров.

Время включения $t_{\text{вкл}}$ — промежуток времени от момента подачи на замкнутый ключ отпирающего напряжения $u_{\text{вх}}$ до момента снижения напряжения $u_{\text{вых}}$ до фиксированного уровня, принимаемого за нулевой [обычно $(0,05 \div 0,1)E$].

Время выключения $t_{\text{выкл}}$ — промежуток времени от момента подачи на разомкнутый ключ запирающего входного напряжения до момента, когда $u_{\text{вых}} = (0,9 \div 0,95)E$.

Быстродействие — максимально допустимая частота следования входных чередующихся отпирающих и запирающих сигналов, каждый из которых приводит к коммутации ключа. Быстродействие ключа характеризуют средним временем задержки сигнала: $t_{\text{з.ср}} = 0,5(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})$.

В качестве ключей в ключевых устройствах применяют как биполярные, так и МДП-транзисторы: по существу транзисторные ключи представляют собой усилители (чаще всего построенные по схемам с общим эмиттером или общим истоком), работающие в режиме большого входного сигнала.

На рис. 8.11 *a* показана схема простейшего ключа, построенная на биполярном транзисторе $n-p-n$ типа (для транзистора $p-n-p$ типа напряжения источника питания и сигналов должны быть изменены на обратные). В статическом режиме транзистор закрыт (точка A на рис. 8.11 *б*) либо открыт (точка B на рис. 8.11 *б*).

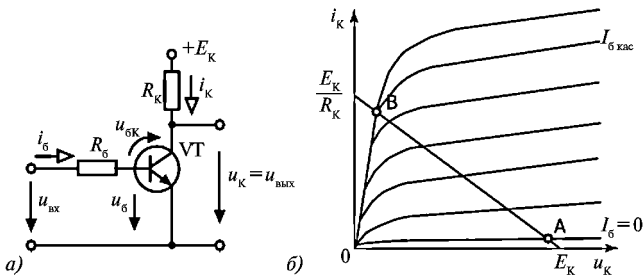


Рис. 8.11

Транзистор закрыт. На входе ключа действует низкий уровень напряжения $u_{вх0}$; ток $i_б = -I_{К0} \approx 0$, оба $p-n$ перехода транзистора (эмиттерный и коллекторный) смещены в обратном направлении ($u_б \leq 0$; $u_{бк} \leq 0$). Такой режим работы транзистора называют *режимом отсечки*.

Транзистор открыт. На входе ключа действует высокий уровень напряжения $u_{вх1}$; ток $i_б \approx u_{вх1}/R_б$. Оба $p-n$ перехода открытого транзистора смещены в прямом направлении, что соответствует режиму насыщения. В режиме насыщения

$$i_{К} < \beta i_б; \quad i_б > I_{б\text{нас}} = I_{К\text{нас}} / \beta \approx E_{К} / (R_{К}\beta),$$

где $I_{б\text{нас}}$ — насыщающий ток базы; $\beta \approx h_{21}$.

Степень насыщения транзистора характеризуется коэффициентом $S = i_б / I_{б\text{нас}}$.

Замыкание ключа происходит в два этапа. На первом этапе входная емкость $C_{вх}$ транзистора заряжается до потенциала, соответствующего отпираанию его эмиттерного перехода. При этом напряжение на выходе ключа не изменяется. Время, в течение которого напряжение на выходе ключа постоянно, называют *временем задержки включения транзистора* $t_{з.вкл}$. На втором этапе транзистор работает в активной области статической характеристики, переходя от точки *A* к точке *B* (рис. 8.11 б). Время, в течение которого транзистор работает в активной области статической характеристики, — *время фронта включения транзистора* $t_{ф.вкл}$. Оно уменьшается с ростом отпирающего тока базы, при использовании высококачественных транзисторов, а также при уменьшении паразитной емкости $C_{вых}$, шунтирующей коллекторную цепь транзистора. Общее время включения

$$t_{вкл} = t_{з.вкл} + t_{ф.вкл}.$$

По истечении времени $t_{вкл}$ транзистор находится в режиме насыщения, токи $i_б$ и $i_к$ практически не изменяются, а накопление заряда в базе продолжается. Процесс накопления зарядов в базе завершается за время $t_{нас}$, транзистор переходит в новый стационарный режим работы.

Размыкание ключа также происходит в два этапа. На первом этапе длительностью $t_{з.выкл} = t_p$ происходит рассасывание накопленных в базе зарядов. На втором этапе длительностью $t_{ф.выкл}$ транзистор работает в активной области статической характеристики. Таким образом,

$$t_{выкл} = t_{з.выкл} + t_{ф.выкл}.$$

Для увеличения быстродействия биполярных транзисторных ключей включают форсирующие конденсаторы параллельно $R_б$ (рис. 8.11 а) или вводят нелинейную отрицательную обратную связь.

8.2.3. Триггеры

Триггер — электронная схема, имеющая два устойчивых стационарных состояния; переходы из одного состояния в другое и обратно совершаются под действием специальных запускающих импульсов.

Простейшая схема триггера приведена на рис. 8.12 а.

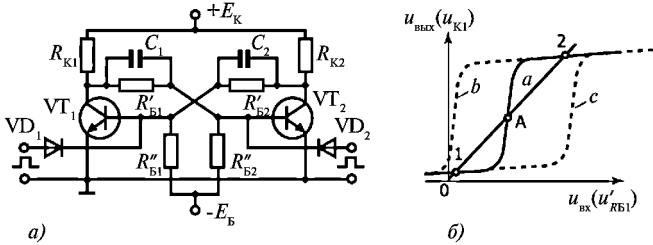


Рис. 8.12

Триггер можно рассматривать как двухкаскадный усилитель постоянного тока (с резистивной связью), охваченный положительной обратной связью по напряжению. На рис.8.12 б (кривая *а*) приведена переходная характеристика по напряжению усилителя, входным сигналом которого является напряжение между выводом резистора $R'_{Б1}$, подсоединенным к коллектору транзистора VT_1 , и землёй, а выходным — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT_1 . Стационарные режимы возможны при равенстве входного и выходного напряжений (точки *2*, *А*, *1* на рис. 8.12 б).

Стационарный режим, соответствующий точке *А*, — неустойчивый: при любых сколь угодно малых отклонениях от этого режима триггер переходит в одно из двух возможных устойчивых состояний: *1* или *2*. В состоянии *1* транзистор VT_1 открыт (находится в режиме насыщения), транзистор VT_2 закрыт (находится в режиме отсечки), в состоянии *2*, наоборот, транзистор VT_1 закрыт, а транзистор VT_2 открыт. Переброс триггера из одного состояния в другое происходит, например, при подаче короткого положительного импульса на базу или короткого отрицательного импульса на коллектор закрытого транзистора.

Пусть триггер находится в состоянии *1*: транзистор VT_1 открыт, а транзистор VT_2 закрыт. При подаче положительного импульса на базу транзистора VT_2 переходная характеристика *а* усилителя смещается влево (кривая *б* на рис. 8.12 б) и единственным устойчивым состоянием становится состояние *2*. После снятия положительного импульса переходная характеристика принимает первоначальное положение,

но триггер остается в состоянии **2**. Аналогично, при подаче положительного импульса на базу транзистора VT_1 переходная характеристика смещается вправо (кривая *c* на рис. 8.15 б) и триггер перебрасывается в состояние **1**. Для ускорения процесса переключения транзисторов, как и в транзисторных ключах, включают, например, форсирующие конденсаторы C_1 и C_2 параллельно резисторам $R'_{Б1}$ и $R'_{Б2}$.

Триггеры выполняются в виде микросхем на основе логических элементов: **ИЛИ-НЕ**, **И-НЕ**. Схема реализации RS-триггера на логических элементах и его условное обозначение показаны на рис. 8.13.

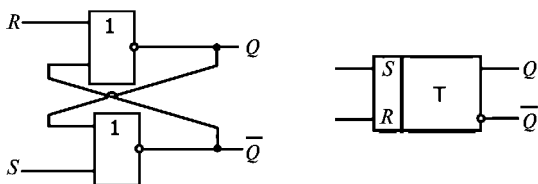


Рис. 8.13

Таблица истинности

<i>S</i>	<i>R</i>	<i>Q</i>	\bar{Q}
1	0	1	0
0	1	0	1
0	0	память	
1	1	запрет	

Триггер имеет два информационных входа **R** и **S**. Вход, по которому триггер устанавливается в единичное состояние, называют **S**-входом (set-установка), а в нулевое состояние триггер устанавливается через **R**-вход (reset-сброс).

Если $S = 1, R = 0$, то триггер в единичном состоянии.

Если $S = 0, R = 1$, то триггер в нулевом состоянии.

Если $S = 0, R = 0$, то триггер сохраняет предыдущее состояние, (память).

Если $S = 1, R = 1$, то на обоих выходах нули $Q = 0; \bar{Q} = 0$, триггер утрачивает свои свойства, эта комбинация запрещена.

RS-триггер, построенный на элементах **ИЛИ-НЕ** и переключающийся единичными сигналами, называют **триггером с прямыми входами**.

RS-триггер, выполненный на логических элементах **И-НЕ**, — **триггер с инверсными входами**, рис. 8.14.

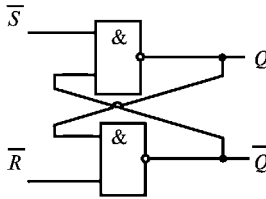


Рис. 8.14

D-триггер имеет 2 входа: информационный D (delay-задержка) и тактовый C , рис. 8.15.

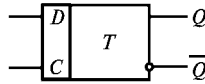


Рис. 8.15

Запись информации в нем производится только в моменты поступления тактовых импульсов ($C=1$). Сигнал Q повторяет входной сигнал D , с задержкой на один такт.

T-триггер имеет только один вход T и его переключение происходит в момент поступления очередного входного импульса. Это счетный триггер, рис. 8.16.

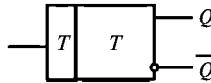


Рис. 8.16

Период повторения выходных импульсов в T -триггере в 2 раза больше периода повторения входных импульсов.

8.2.4. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)

ЦАП преобразует значение цифрового кода (двоичного числа) в пропорциональное значение аналоговой величины. Основу схемы ЦАП составляет матрица резисторов с источником постоянного напряжения, соединенных с инвертирующим входом операционного усилителя ключами, которые управляются двоичным кодом.

Простейшая схема ЦАП приведена на рис. 8.17.

В зависимости от поступающего кода цифрового сигнала подключаются резисторы с различными значениями сопротивлений. Ключи замыкаются только при поступлении на них команд, соответствующих логической 1.

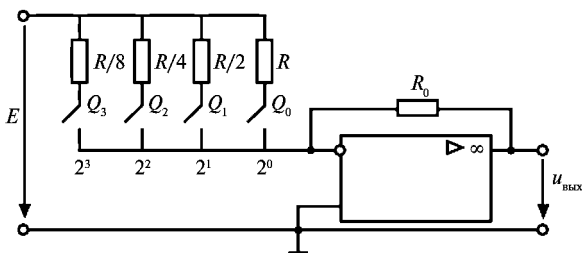


Рис. 8.17

Q_0, Q_1, Q_2, Q_3 – кодовые числа, принимающие значение 1 (ключ замкнут), либо 0 (ключ разомкнут).

Коэффициенты усиления инвертирующего усилителя по входам:

$$K_0 = \frac{R_0 Q_0}{R}; \quad K_1 = \frac{2R_0 Q_1}{R}; \quad K_2 = \frac{4R_0 Q_2}{R}; \quad K_3 = \frac{8R_0 Q_3}{R}.$$

На вход резистивной матрицы подается постоянное напряжение E , выходное напряжение изменяется скачками при переключении кода цифрового сигнала.

Здесь представлен четырёхразрядный ЦАП, он преобразует двоичный код в выходное напряжение, изменяющееся по амплитуде от 0 до 15Δ (Δ – шаг квантования).

Например, двоичному коду 1001 соответствует напряжение на выходе

$$u_{\text{вых}} = \Delta(1 \cdot 1 + 2 \cdot 0 + 4 \cdot 0 + 8 \cdot 1) = 9\Delta.$$

Коду 1011 соответствует $u_{\text{вых}} = \Delta(1 \cdot 1 + 2 \cdot 1 + 4 \cdot 0 + 8 \cdot 1) = 11\Delta$.

Для сглаживания ступенчато-изменяющегося аналогового выходного напряжения используются фильтры.

При преобразовании рассматривают методические погрешности, определяемые шагом квантования Δ по уровню. Инструментальные погрешности определяются точностью параметров элементов схемы.

8.2.5. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)

Аналого-цифровой преобразователь АЦП преобразует аналоговый сигнал в цифровой.

АЦП имеют три различных варианта реализации схем – последовательное, параллельное и последовательно-параллельное. Производится сравнение значения аналоговой величины с последовательно возрастающей суммой значений элементов.

Последовательный АЦП показан на рис. 8.18.

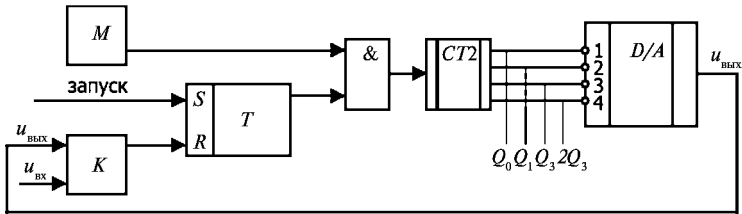


Рис. 8.18

Начало преобразования непрерывного сигнала определяется подачей импульса запуска на RS -триггер, тогда с генератора тактовых импульсов M -импульсы начинают поступать на счетчик $CT2$. Цифро-аналоговый преобразователь D/A формирует выходное напряжение $u_{\text{вых}}$, которое сравнивается в компараторе K с входным напряжением $u_{\text{вх}}$.

При равенстве этих напряжений компаратор K перебрасывает триггер T , который выдает сигнал на логический элемент $\mathbf{И}(\&)$ о прекращении подачи на счетчик $CT2$ тактовых импульсов. Со счётчика $CT2$ считывается четырёхразрядный код аналогового сигнала.

Последовательные АЦП обладают малым быстродействием.

В параллельных АЦП наибольшее быстродействие, но для них требуется увеличение числа компараторов.

В последовательно-параллельных АЦП используется сочетание последовательного и параллельного преобразования сигналов, что позволяет увеличить быстродействие и уменьшить объем параллельных преобразователей.

8.3. Микропроцессоры и микроконтроллеры

8.3.1. Микропроцессор. Основные понятия и определения

Микропроцессор — программно-управляемое устройство, предназначенное для обработки цифровой информации и управления процессом этой обработки, выполненное в виде одной или нескольких интегральных схем с высокой степенью интеграции электронных компонентов.

Простейший микропроцессор (МП) представляет собой сложное электронное изделие, составленное из десятков и сотен тысяч транзисторов. Все его элементы расположены на одном кристалле, т.е. в виде одной микросхемы.

Потребитель воспринимает микропроцессор как нечто цельное, имеющее внешние потребительские свойства, заложенные изготовителем в его архитектуру.

Примерно за 25 лет до того, как корпорация Intel выпустила первый в мире функционально завершенный однокристалльный МП 4004, положив тем самым начало микропроцессорному буму, произошло событие, радикально изменившее наш мир, был создан транзистор! Транзистор является неотъемлемой частью любой микросхемы, а также МП.

Интеграция нескольких полупроводниковых элементов на одной подложке дала возможность созданию малых интегральных схем. Эти элементы соединяли между собой напыляемыми металлическими полосками. Далее пластину разрезали на отдельные кристаллы, которые помещали в корпус. В результате получали готовый функциональный узел. Первые микросхемы содержали от единиц до нескольких десятков элементов. Это были малые интегральные схемы. Очень скоро появились приборы средней степени интеграции 100–1000 элементов. В течение 80-х годов сменилось два поколения микросхем: большие — до 10000 элементов на кристалл и сверхбольшие — до 100 тысяч элементов. В начале 90-х ультра большие микросхемы содержали до 1 млн. транзисторов, а МП Pentium Pro 200 МГц — 5,5 млн. транзисторов.

Микропроцессор возник не на пустом месте, его появлению предшествовало десятилетие развития микроэлектроники, которая к началу 70-х годов добилась существенных успехов в создании интегральных микросхем. И все же выход 4004-го МП от Intel стал революционным событием, приведшим к коренной ломке представлений о возможностях микроэлектронной и вычислительной техники. Вычислительная техника вступила в бурную микропроцессорную эру, которая характеризуется гонкой технологий и высокой скоростью совершенствования технического уровня изделий. Преимущества микропроцессоров были мгновенно оценены, и буквально в считанные месяцы к выпуску аналогичных БИС приступили другие компании.

В настоящее время микропроцессоры применяются практически в любой отрасли промышленности и во многих электронных изделиях.

Не смотря на то, что микропроцессор состоит из миллионов элементов, разработчиков информационных и управляющих систем не интересует уровень сигналов отдельных транзисторов, а интересует внешний интерфейс, программная модель и архитектура микропроцессора.

***Внешний интерфейс** — функциональное назначение всех входных и выходных сигналов МП, их нагрузочная способность, временные характеристики и диаграммы работы.*

***Программная модель МП** — показывает ресурсы, которыми может распорядиться программист. Средства работы с этими ресурсами определяются системой команд и режимами адресации.*

***Архитектура МП** — совокупность аппаратных, программных и микропрограммных средств, с точки зрения свойств, предоставляемых пользователю.*

***Микроконтроллер** — функционально завершенный модуль, содержащий в себе микропроцессор, память, а так же порты ввода/вывода. Таким образом, видно, что микроконтроллер более полное и предназначенное для выполнения узких задач устройство, чем микропроцессор.*

8.3.2. Классификация микропроцессоров

По области применения определилось три направления развития микропроцессоров:

- микроконтроллеры;
- универсальные микропроцессоры;
- сигнальные микропроцессоры.

Универсальные микропроцессоры это устройства широкого применения, предназначенные для решения различного рода задач.

Сигнальные микропроцессоры предназначены для цифровой обработки сигналов в реальном времени.

По внутренней структуре существует два основных принципа построения микропроцессоров:

- Гарвардская архитектура;
- Архитектура Фон-Неймана.

В Гарвардской архитектуре принципиально невозможно производить операцию записи в память программ, что исключает возможность случайного разрушения управляющей программы в случае неправильных действий над данными. Кроме того, в ряде случаев для памяти программ и памяти данных выделяются отдельные шины обмена данными. Эти особенности определили области применения этой архитектуры построения микропроцессоров. Гарвардскую архитектуру применяют в микроконтроллерах, где требуется обеспечить высокую надёжность работы аппаратуры, и в сигнальных процессорах, где эта архитектура кроме обеспечения высокой надёжности работы устройств позволяет обеспечить высокую скорость выполнения программы за счёт одновременного считывания управляющих команд и обрабатываемых данных, а так же запись полученных результатов в память данных.

Отличие в архитектуре Фон Неймана — возможность работы с управляющими программами так же, как с данными. Это позволяет производить загрузку и выгрузку управляющих программ в произвольное место памяти процессора, которая в этой структуре не разделяется на память программ и память данных. Любой участок памяти может служить как памятью программ, так и памятью данных. Причём в разные моменты времени одна и та же область памяти может использоваться и как память программ и как память данных. Для того, чтобы программа могла работать в произвольной области памяти, её необходимо модифицировать перед загрузкой, то есть работать с нею как с обычными данными. Эта особенность архитектуры позволяет наиболее гибко управлять работой микропроцессорной системы, но при этом возможны искажения управляющей программы, что понижает надёжность работы аппаратуры. Эту архитектуру используют в универсальных компьютерах и в некоторых видах микроконтроллеров.

Системы команд микропроцессоров отличаются большим разнообразием, зависящим от фирмы-производителя. Можно определить две политики построения микропроцессоров:

- микропроцессоры с регистрами общего назначения;
- аккумуляторные микропроцессоры.

В микропроцессорах с регистрами общего назначения математические операции могут выполняться над любой ячейкой памяти. В зависимости от типа операции команда может быть одноадресной, двухадресной или трёхадресной.

В аккумуляторных микропроцессорах математические операции могут производиться только над одной особой ячейкой памяти — аккумулятором. Для того, чтобы произвести операцию над произвольной ячейкой памяти, её содержимое необходимо занести в аккумулятор, произвести требуемую операцию, а затем занести полученный результат в произвольную ячейку памяти.

В настоящее время в чистом виде не существует ни та, ни другая система команд. Все выпускаемые в настоящее время процессоры обладают системой команд с признаками как аккумуляторных процессоров, так и микропроцессоров с регистрами общего назначения.

По числу больших интегральных схем (БИС) в микропроцессорном комплекте различают:

- микропроцессоры однокристалльные;
- многокристалльные;
- многокристалльные секционные.

8.3.3. Архитектура и устройство микропроцессоров

8.3.3.1. Архитектура

Архитектура микропроцессора включает в себя систему команд и способы адресации, возможность совмещения выполнения команд во времени, наличие дополнительных устройств в составе микропроцессора, принципы и режимы его работы. Выделяют понятия микроархитектуры и макроархитектуры.

Микроархитектура микропроцессора — это аппаратная организация и логическая структура микропроцессора, регистры, управляющие схемы, арифметико-логические устройства, запоминающие устройства и связывающие их информационные магистрали (шины).

Макроархитектура микропроцессора — это система команд, типы обрабатываемых данных, режимы адресации и принципы работы микропроцессора.

В общем случае под архитектурой МП понимают абстрактное представление машины в терминах основных функциональных модулей, языка МП, структуры данных.

В соответствии с архитектурными особенностями, определяющими свойства системы команд, различают:

- Микропроцессоры с CISC архитектурой.
CISC (Complex Instruction Set Computer) — компьютер со сложной системой команд. Все микропроцессоры корпораций Intel (Integrated Electronics) и AMD (Advanced Micro Devices) относятся к категории CISC.
- Микропроцессоры с RISC архитектурой.
RISC (Reduced Instruction Set Computer) — компьютер с сокращённой системой команд. Упрощена система команд и сокращена до такой степени, что каждая инструкция выполняется за один такт. Вследствие этого упростилась структура микропроцессора и увеличилось его быстродействие.
Пример микропроцессора с RISC архитектурой — Power PC. Микропроцессор Power PC начал разрабатываться в 1981 году тремя фирмами: IBM, Motorola, Apple.
- Микропроцессоры с MISC архитектурой.
MISC (Minimum Instruction Set Computer) — компьютер с минимальной системой команд. Последовательность простых инструкций объединяется в пакет, таким образом, программа преобразуется в небольшое количество длинных команд.

8.3.3.2. Функциональные параметры МП

Разрядность — максимальное количество разрядов двоичного кода, которые могут обрабатываться или передаваться одновременно.

Современные микропроцессоры построены на 32-битной архитектуре x86 или IA-32 (Intel Architecture 32 bit), но совсем скоро произойдет переход на более совершенную и производительную 64-битную архитектуру IA-64 (Intel Architecture 64 bit). Фактически переход уже начался, об этом свидетельствует массовый выпуск и выход в продажу в 2003 году нового микропроцессора Athlon 64 корпорации AMD (Advanced Micro Devices), этот микропроцессор примечателен тем, что может работать как с 32-битными приложениями, так и с 64-битными. Производительность 64-битных микропроцессоров намного выше.

Разрядность микропроцессора обозначается $m/n/k$ и включает:

- m — разрядность внутренних регистров, определяет принадлежность к тому или иному классу процессоров;
- n — разрядность шины данных, определяет скорость передачи информации;
- k — разрядность шины адреса, определяет размер адресного пространства.

Например, микропроцессор i8088 характеризуется значениями $m/n/k=16/8/20$.

Объем адресуемой памяти — максимальный объем памяти, который может обслужить микропроцессор.

32-разрядный микропроцессор может обслужить 4 Гб памяти.

Производительность микропроцессора определяют:

1. Тактовая частота (Частота ядра) (Internal clock) — это количество электрических импульсов в секунду. Каждый импульс несет в себе некую информацию — это могут быть команды процессору или данные памяти. Тактовая частота задается кварцевым генератором — одним из блоков, расположенных на материнской плате. Тактовая частота кварцевого генератора выдерживается с очень высокой точностью и лежит в мега- или гигагерцевом диапазоне. Один герц — один импульс в секунду, один мегагерц — один миллион импульсов, один гигагерц — тысяча мегагерц. Микропроцессор, работающий на тактовой частоте 800 МГц, выполняет 800 миллионов рабочих тактов в секунду. В зависимости от сложности обрабатываемой команды процессору для выполнения задачи необходимы сотни и тысячи тактов. Но для выполнения простых операций бывает достаточно одного такта. Чем выше тактовая частота ядра, тем выше скорость обработки данных. Современные микропроцессоры работают на частотах от 300 МГц до 4,7 ГГц.

2. Частота системной шины (System clock или Front Side Bus) — системная шина служит для связи микропроцессора с остальными устройствами. Чем выше частота системной шины, тем выше скорость передачи данных между микропроцессором и остальными устройствами. Частота системной шины современных микропроцессоров от 66 МГц до 800 МГц.

3. Объем Кэш-памяти (Cache) — Кэш-память — это быстрая память малой ёмкости, используемая процессором для ускорения операций, требующих обращения к памяти. Кэш — промежуточное звено между микропроцессором и оперативной памятью. Различают несколько уровней кэша: кэш первого уровня (L1) — кэш команд (инструкций), которые предстоит исполнить; кэш первого уровня размещается на одном кристалле с процессором. Кэш второго уровня (L2) — кэш данных — используется для ускорения операций с данными (в первую очередь чтения). На общую производительность влияет размер кэша L2. Чем больше L2, тем дороже процессор, т.к. память для кэша еще очень дорога. Поэтому эффективнее увеличивать частоту кэша, а для этого он должен находиться как можно ближе к ядру процессора. Кэш-

память может работать на частоте 1/4, 1/3, 1/2, 1/1 от частоты ядра. Современные микропроцессоры имеют кэш объемом от 8 Кб до 5Мб.

8.3.3.3. Предельные эксплуатационные параметры микропроцессоров

1. Напряжение питания микропроцессора — величина питающего напряжения микропроцессоров зависит от технологического процесса и от частоты ядра. Чем меньше кристалл и ниже частота, тем меньше напряжение питания. Напряжение питания современных микропроцессоров от 0,5 В до 3,5 В, чаще всего от 1,2 В до 1,75 В.

2. Ток ядра — у современных микропроцессоров ток, протекающий через ядро от 1 А до 90 А.

3. Мощность — зависит от величины питающего напряжения и от частоты ядра. Чем меньше напряжение питания и частота, тем меньше мощность. Мощность современных микропроцессоров от 1Вт до 120 Вт. Чаще всего в пределах 40–70 Вт.

4. Максимальная температура нагрева кристалла — максимальная температура кристалла, при которой возможна стабильная работа микропроцессора. У современных микропроцессоров она колеблется в пределах от 60°С до 95°С.

8.3.3.4. Структура простейшего микропроцессора КР580ВМ80А

Микропроцессор КР580ВМ80А представляет собой 8-разрядный центральный процессорный элемент с фиксированным набором команд в пластмассовом DIP-корпусе (тип 2), выполненный по n-МОП технологии и совместимый по уровням напряжения входных и выходных сигналов со схемами ТТЛ.

Основные характеристики:

тактовая частота — 0,5–2,5 МГц;

мощность — 1,25 Вт;

диапазон рабочих температур — $-10 \div +70^\circ\text{C}$.

нагрузочная способность — 1 ТТЛ вход $I_{\text{вых}}^0 \leq 1,8 \text{ мА}$

$I_{\text{вых}}^1 \leq 0,1 \text{ мА};$

Условное графическое обозначение микропроцессора КР580ВМ80 и описание сигналов на выводах представлены на рис. 8.19.

Назначение выводов:

A0 – A15 — выходы с тремя состояниями, 16-разрядная адресная шина, обеспечивающая адресацию ячеек памяти и устройств ввода-вывода (УВВ);

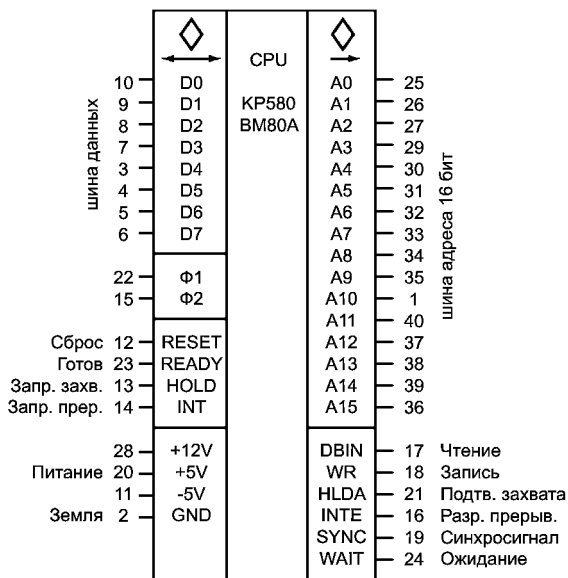


Рис. 8.19

D0 – D7 — входы-выходы с тремя состояниями, двунаправленная 8-разрядная шина данных;

Φ1, Φ2 — входы тактовых импульсов, две неперекрывающиеся последовательности синхроимпульсов; единственные сигналы не ТТЛ уровня; задают длительность машинного такта;

SYNC — (СИНХР) выход сигнала синхронизации, указывает начало каждого машинного цикла, выставляется во время первого машинного такта;

RESET — СБРОС, вход установки МП в начальное состояние, при этом счетчик команд устанавливается в 0, триггеры разрешения прерывания и захвата шин сбрасываются;

WR — (Write) ЗАПИСЬ, выход сигнала, указывающего на выдачу байта информации по шине данных из МП для записи в память или устройство ввода-вывода;

DBIN — (Data Bus INput) ЧТЕНИЕ, выход сигнала указывающего на чтение (прием) байта информации по шине данных в МП из памяти или устройства ввода;

READY — ГОТОВ, вход сигнала готовности внешних устройств для приема или выдачи информации по шине данных, служит для синхронизации работы МП с памятью и УВВ (особенно медленными);

WAIT — выход сигнала ОЖИДАНИЕ, указывает на состояние ожидания микропроцессором сигнала ГОТОВ от внешнего устройства;

INT — З.ПР., вход сигнала INTerrupt — «Запрос на ПРерывание» от внешних устройств;

INTE — Р.ПР., выход сигнала INTerrupt Enable — «Разрешение ПРерывания»;

HOLD — ЗХВ, вход сигнала запроса на «Захват шин» для организации режима прямого доступа к памяти (ПДП);

HLDA — П.ЗХВ., выход сигнала «Подтверждения (разрешения) ЗаХвата» шин для ПДП, МП приостанавливается и отключается от шин адреса и данных.

Структурная схема микропроцессора (рис. 8.20) содержит основные элементы МП и указывает связи между ними. Можно выделить следующие основные функциональные блоки МП:

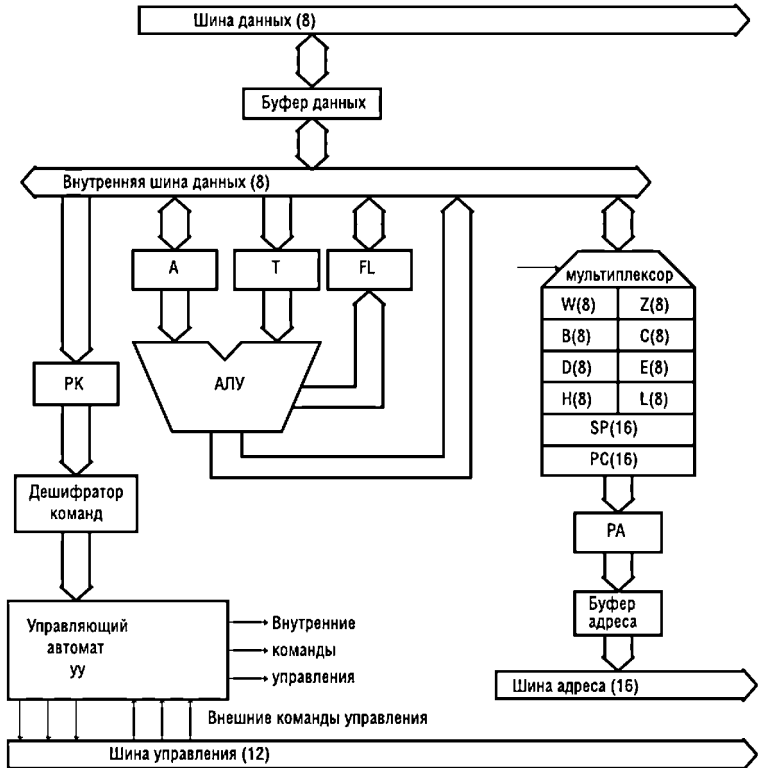


Рис. 8.20

- а) арифметическо-логический блок (АЛБ);
- б) блок устройства управления (УУ);
- в) блок регистров;
- г) шины (магистралли).

АЛБ выполняет арифметические и логические операции под воздействием УУ. Он включает в себя восьмиразрядное арифметическо-логическое устройство (АЛУ), регистр-аккумулятор А, регистр временного хранения операнда Т, регистр признаков (флагов) FL.

Аккумулятор А — это один из регистров МП, в котором подготавливается один из операндов, а затем записывается результат операции.

Флаговый регистр FL служит для фиксации возникновения различных ситуаций при выполнении операций в АЛУ. Отдельные разряды (биты) в регистре играют роль флагов и несут следующую информацию:

Биты	7	6	5	4	3	2	1	0
Содержание	S	Z	0	AC	0	P	1	CY

S (sign) — признак знака: 0 — результат операции больше 0
1 — результат операции меньше 0

Z (zero) — признак нуля: 0 — результат операции не равен 0
1 — результат операции равен 0

AC (auxiliary carry) — признак вспомогательного переноса (AC=1, если есть перенос между тетрадами в байте из b3 в b4);

P (parity) — признак четности (P=1, если число единиц в байте чётное, иначе P=0);

CY (carry) — признак переноса (CY=1, если при сложении возникает перенос из старшего бита или заём при вычитании)

Устройство управления (УУ) состоит из регистра команд (РК), дешифратора команд и управляющего автомата.

Регистр команд хранит код выполняемой операции. Управляющий автомат в соответствии с кодом операции и тактовыми синхросигналами Ф1, Ф2 формирует последовательность управляющих сигналов для всех элементов МП.

Блок регистров содержит:

а) шесть восьмиразрядных **регистров общего назначения** (РОН) В, С, D, E, H, L, которые используются для хранения байта информации, а при необходимости могут объединяться парами В-С, D-E, H-L для хранения 16-разрядных двоичных кодов (адресов).

б) два 16-разрядных регистра SP и PC.

SP (stack pointer) — **указатель стека (УС)**, содержит адрес вершины стека в оперативной памяти.

PC (program counter) — **программный счетчик** или счетчик команд (СК), указывает адрес ячейки памяти, которая будет прочитана следующей. При считывании адреса содержимое счетчика автоматически увеличивается на единицу. При нарушении линейного хода программы (ветвлении) перед чтением адреса содержимое счетчика стирается и заносится новый адрес.

в) несколько регистров временного хранения W,Z,T, недоступных программисту, но используемых микропроцессором в операциях.

Шины (магистралы) — это группа линий связи (проводников).

Число проводников определяет разрядность передаваемой по шине информации. Внешние шины данных и адресов отделены от внутренних магистралей буферными регистрами с Z-состоянием, что позволяет отключать МП от внешних шин.

8.3.4. Принципы работы микропроцессора

8.3.4.1. Двоичная арифметика

В микропроцессорах нашли применения восьмеричная, шестнадцатеричная и двоичная системы счисления.

В шестнадцатеричной системе счисления используется шестнадцать цифр. В качестве десяти первых цифр применяют обычные цифры из десятичной системы, а недостающие шесть цифр заменяют буквами латинского алфавита: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E и F. При помощи одного разряда в шестнадцатеричной системе счисления можно записать числа от нуля до пятнадцати. Число шестнадцать записывается, как 10.

Если же рассмотреть восьмеричную систему счисления, то она будет иметь только восемь цифр. Например: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 и 7. Число 8 в восьмеричной системе счисления будет выглядеть как 10.

Для определения в какой системе счисления записано число, принято его записывать в виде: A_b , где A — это число, b — система счисления.

Среди всех систем счисления особое место занимает двоичная система. Она использует для записи любого числа всего две цифры. Это цифры 0 и 1. Естественно, что при помощи одного разряда, в двоичной системе можно записать только два числа: 0 и 1. Число два в двоичной системе будет выглядеть как 10_2 .

Во всех вышеперечисленных системах счисления возможны все арифметические операции, то есть сложение, вычитание, умножение, деление. Рассмотрим их на примере двоичной.

Возьмем, например, сложение. В двоичной системе счисления оно делается точно так же, как и в десятичной. Только нужно помнить, что в этой системе каждый разряд может принимать лишь два значения: либо 0, либо 1. Возьмем два двоичных числа и найдем их сумму.

Например $101_2 + 11_2$. Точно так же, как и в десятичной системе, складываем числа поразрядно, начиная с младшего разряда. Ноль плюс ноль получится, естественно, ноль. Один плюс ноль и ноль плюс один дадут в результате единицу. При сложении двух единиц мы получим ноль в этом разряде и единицу переноса в следующий разряд. Вот результат сложения вышеприведенных чисел:

$$\begin{array}{r} 0101 \\ 0011 \\ \hline 1000 \end{array}$$

Умножение тоже делается аналогично умножению в десятичной системе — столбиком. При этом очевидно, что любое число, умноженное на ноль, дает в результате ноль. А число, умноженное на единицу, дает в результате то же самое число. Вот пример умножения столбиком двух двоичных чисел:

$$\begin{array}{r} 0101 \\ 0011 \\ \hline 0101 \\ 1010 \\ \hline 1111 \end{array}$$

Видно, что операция перемножения двоичных чисел 101 и 11 сводится к сложению числа 101 и числа 1010 (сдвинутого на один разряд влево числа 101).

Для получения сигналов логической единицы и логического нуля используют триггеры, или схемы с двумя устойчивыми состояниями. Напряжения на выходе любого реального устройства имеют разброс в значениях. Например, сигнал для микросхем, выполненных по так называемой ТТЛ технологии (транзисторно-транзисторная логика), допускают следующие отклонения (при напряжении питания 5 В):

- для логического нуля на выходе допускается присутствие напряжения до 0,4 В;
- для логической единицы напряжение на выходе должно быть не менее 2,4 В.

По TTL технологии выполнены микросхемы таких серий, как 155, 555, 533, и др. В других типах микросхем уровни сигнала имеют другие значения.

Однако существует правило, верное для любых типов цифровых микросхем: если напряжение на выходе цифровой микросхемы входит в заданный диапазон для данного типа микросхем, то другая микросхема, та, на которую приходит цифровой сигнал, надежно распознает ноль или единица у нее на входе. Это происходит благодаря тому, что у цифровых входов имеется так называемый порог срабатывания.

Если входной сигнал выше порога срабатывания, внутренний триггер устанавливается в состояние логической единицы. Если входное напряжение ниже порога, то триггер переходит в состояние логического нуля. Пороговый эффект повышает надежность работы цифровых схем. Благодаря триггерному эффекту такие явления, как тепловые шумы, дрейф нуля и электромагнитные помехи гораздо меньше влияют на качество передачи цифрового сигнала. Они не влияют, пока уровень сигнала помехи не превысит порога.

Для передачи информации с одного вычислительного узла системы на другие используются шины данных (рис. 8.21).

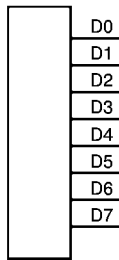


Рис. 8.21

Для передачи числа используется вся группа выходов одновременно.

Передаваемое число представляется в двоичной системе счисления. Каждый из выходов передает один разряд двоичного числа и может находиться в одном из двух состояний: состояние логического нуля — когда напряжение на выходе отсутствует, и состояние логической единицы — когда на выходе присутствует напряжение (обычно равное напряжению питания).

Каждый разряд шины имеет свой «вес». Обычно D0 обозначают разряд, который имеет самый маленький «вес» — вес, равный едини-

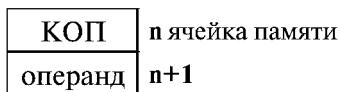
це. Это значит, что когда в этом разряде установлена логическая единица, а во всех остальных разрядах логический ноль, то все число равно единице. Разряд D1 имеет «вес» равный двум (10_2). Это означает, что, если значение разряда D1 равно единице, а всех остальных разрядов — нулю, то все число, передаваемое шиной, будет равно двум. Вес D2 — четыре единицы (100_2). И так далее. Вес последнего разряда шины (D7) равен 128 (10000000_2). Для того, чтобы узнать, какое число установлено на шине данных, нужно сложить веса всех разрядов, значения которых в данный момент равно единице.

Для передачи максимально возможного числа нужно установить все разряды шины данных в единичное состояние. В этом случае число, передаваемое по нашей шине данных, будет равно $255 (1 + 2 + 4 + 8 + 16 + 32 + 64 + 128 = 255)$. Таким образом, по восьмиразрядной шине данных можно передавать числа от 0 до 255 (то есть 256 разных значений).

8.3.4.2. Алгоритм работы микропроцессора КР580ВМ80А

Функционирование микропроцессора состоит из повторяющихся рабочих циклов. Рабочий цикл или цикл команды — это время за которое выполняется одна команда. Цикл команды реализуется за несколько машинных циклов М, точное число которых зависит от сложности команды и определяется числом обращений микропроцессора к памяти или другим устройствам ввода/вывода, то есть тем, сколько раз используется шина данных. Команды МП КР580ВМ80 занимают в памяти от одной до трех ячеек памяти — байтов. Первый байт всегда содержит код операции (КОП). Второй и третий байты содержат или непосредственно операнды, или адрес операнда, или адрес перехода.

Например, команда занимает два байта:



В этом случае потребуется два машинных цикла для считывания команды.

М1. Считывание КОП в регистр команд РК. Содержимое счетчика команд СК автоматически увеличивается на 1 ($СК = СК + 1$). Команда дешифрируется и определяется необходимость дальнейшего чтения.

М2. Считывание второго байта команды в один из регистров процессора (в зависимости от команды). Увеличение на 1 (авто-инкремент) счетчика команд СК ($СК = СК + 1$).

М3. Выполнение команды.

Первые два машинных цикла составляют фазу выборки команды, последний — фазу выполнения.

В свою очередь каждый машинный цикл состоит из определённой последовательности элементарных действий, называемых машинными тактами. Длительность одного такта определяется периодом следования тактовых импульсов. Содержание и последовательность элементарных действий определяется микропрограммой устройства управления УУ.

На выполнение одной команды МП КР580ВМ80А затрачивает от одного до пяти машинных циклов, каждый машинный цикл выполняется за 3–5 машинных тактов, длительность которых определяется периодом следования синхроимпульсов Φ_1, Φ_2 .

Алгоритм функционирования МП КР580ВМ80А в течение машинного цикла:

такт Т1: МП выдает адрес из СК на шину адреса ША (поддерживается до Т4), по сигналу **SYNC** выдает слово состояния на шину данных ШД;

такт Т2: запись в регистр слова состояния, анализ сигналов **READY**, **HOLD**, **P.STOP**, на такте Т2 производится увеличение на 1 (инкремент) счетчика команд и вырабатываются сигналы **DBIN** и **WR**.

При **HOLD=0**, **P.STOP=0** и **READY=1** (готовность внешнего устройства к обмену) МП переходит к машинному такту Т3.

При отсутствии сигнала **READY** МП после Т2 приостанавливает процесс обработки и переходит в особый **режим ожидания** (такт T_w) и выставляет сигнал **WAIT**. Время ожидания составляет целое число тактов и может длиться сколь угодно долго. На каждом такте по спаду Φ_2 МП проверяет состояние сигнала **READY** и при появлении **READY=1** снимает сигнал **WAIT** и переходит к такту Т3.

При появлении сигнала **HOLD** (требования прямого доступа к памяти) МП устанавливает внутренний триггер (флаг) **HOLD** в 1 и далее заканчивает выполнение машинного цикла. После Т5 МП переходит в **режим прямого доступа к памяти** (ПДП), Вычислительный процесс приостанавливается, МП устанавливает буферные схемы ША и ШД в Z-состояние. Происходит обмен между внешним устройством и памятью, минуя процессор. Содержание регистров МП не изменяется. На каждом такте проверяется наличие сигнала **HOLD** и при его снятии на следующем такте триггер **HOLD** сбрасывается в 0, МП переходит в такт Т1 следующего машинного цикла.

При наличии внутреннего сигнала **P.STOP** (программный останов МП в результате выполнения команды **HALT**) МП переходит в **режим останова** T_{wh} . МП не отключается от ША и ШД, но ничего не выполня-

ет. Из этого состояния МП может перейти в режим ПДП при появлении сигнала **HOLD**=1, но после снятия сигнала **HOLD** МП возвращается в состояние останова.

Выйти из режима останова можно двумя способами:

а) подачей сигнала **INT** запроса прерывания от внешнего устройства. МП переходит к подпрограмме обработки прерывания по адресу, задаваемому контроллером прерываний. Этот способ используется в цифровых системах управления от ЭВМ;

б) подачей сигнала начальной установки **RESET**.

такт Т3. Чтение байта из памяти внешнего устройства или запись байта в его память.

такты Т4 и Т5. Внутренние операции микропроцессора (например, дешифрация).

8.3.4.3. Программная модель микропроцессора КР580ВМ80А

Программная модель МП показывает ресурсы, которыми может распоряжаться программист. Основу программной модели образуют регистры.

Среди регистров МП особое место занимает **аккумулятор А**. Любая арифметическая или логическая команда требует нахождения одного из операндов в аккумуляторе, ввод в МП и вывод информации из МП происходит только через аккумулятор. Поэтому при программировании аккумулятор очень быстро становится «узким местом» МП КР580. Регистры можно программно объединять в пары. В результате объединения образуются 16-битные регистры, которые используют для адресации, обработки и хранения 16-битных данных. Из регистровых пар В (BC), D (DE), H (HL) наиболее активно используется пара HL для косвенной адресации.

Программный счетчик РС хранит адрес команды, подлежащей исполнению, и автоматически увеличивает свое содержимое на 1 (говорят — инкрементирует) при считывании команды из памяти, подготавливая адрес для следующего машинного цикла. При нарушении последовательного порядка считывания команд (при ветвлениях, условных и безусловных переходах, при вызове подпрограмм) в программный счетчик загружается новый 16-битовый адрес.

Программная модель МП КР580ВМ80А имеет вид показанный на рис. 8.22.

Регистры В, С, D, E, H, L, а также регистровые пары BC, DE, HL — являются регистрами общего назначения, и служат для хранения операндов.

POP RP — считать из стека в регистровую пару.

Аккумулятор А — используется для хранения одного из операндов, а после выполнения операции для хранения результата операции.

Регистр флагов FL — использует только 5 бит из 8 и показывает признаки знака S, нуля Z, четности P и переносов CY и AC.

Регистр флагов и аккумулятор объединяются в регистровую пару, содержащую *слово состояния процессора PSW* (Processor Status Word).

Память представляет собой внешний по отношению к МП набор регистров на одно машинное слово (КР580 имеет 8-битное слово — 1 байт). **Объем памяти** или число доступных программисту ячеек памяти определяется разрядностью шины адреса. При 16-разрядной ША можем непосредственно адресовать $2^{16} = 64$ КБайт, что и составляет *адресное пространство* МП КР580.

Все адресное пространство делится между ПЗУ и ОЗУ, часть адресов закрепляется за регистрами, через которые МП передает и получает информацию от внешних устройств.

ПЗУ — постоянное запоминающее устройство (ROM — Read Only Memory — память только для чтения). Информация заносится вне ЭВМ и сохраняется при отключении питания (энерго-независимость), МП может только читать содержимое этой памяти. Используется для хранения системных программ, BIOS (Basic Input/Output System — базовая программа для ввода и вывода данных), постоянных данных.

ОЗУ — оперативное запоминающее устройство (RAM — Random Access Memory — память с произвольным доступом).

В первых 64 ячейках памяти (с адресами $0000_{16} - 003F_{16}$) размещаются подпрограммы обработки прерываний по командам RST0 — RST7.

Адресация устройств ввода-вывода возможна двумя способами:

1) *раздельная*, вне адресного пространства памяти с помощью команд ввода IN data8 и вывода OUT data8. Однобайтный адрес data8 позволяет адресовать до $2^8 = 256$ устройств ввода и до 256 устройств вывода (каждое устройство может занимать несколько адресов);

2) *совмещенная*, когда устройствам ввода-вывода присваиваются адреса внутри общего адресного пространства памяти. Тогда обращение к этим внешним устройствам происходит как к обычным ячейкам памяти.

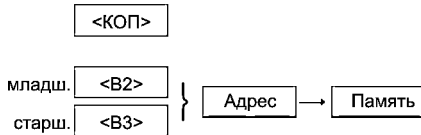
8.3.4.4. Режимы адресации микропроцессора KP580BM80A

В коде команды определяются данные, участвующие в операции или операнды. Способ определения операнда называется **режимом адресации**.

Для микропроцессоров разработано около двух десятков режимов адресации, направленных на сокращение длины программы (кода) и времени выполнения.

В МП KP580BM80A используются следующие виды адресации:

1) **Прямая адресация** — команда содержит полный 16-битный адрес ячейки памяти. Команда — трехбайтная, второй и третий байты содержат младший и старший байты адреса.



Пример: LDA adr16 — Load Direct Accumulator — загрузить в аккумулятор прямо из ячейки памяти с адресом adr16;

STA adr16 — Store Direct Accumulator — запомнить содержимое аккумулятора прямо в ячейку памяти с адресом adr16.

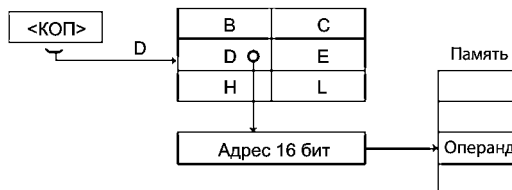
2) **Непосредственная адресация** — команда содержит непосредственно операнд (байт данных)



Пример: ADI data8 — ADdition [Accumulator] Immediat — сложить с аккумулятором непосредственно указанный байт.

ANI data8 — AND Immediat — выполнить логическую операцию И над содержимым аккумулятора и непосредственным операндом data8.

3) **Косвенная адресация** — поле операнда (2 или 3 бита) в команде указывают регистровую пару, которая содержит 16-разрядный адрес операнда в памяти.



Пример: LDAX D — загрузить в аккумулятор содержимое ячейки памяти, адрес которой указан в регистровой паре DE. Кратко обозначим это так:

$M(DE) \rightarrow (A)$.

Здесь $M(..)$ — чтение памяти [Memory] по адресу, указанному в $(..)$.

4) **Регистровая адресация** — КОП содержит поле операнда (3 бита), который указывает на регистр, содержащий операнд.



Пример: ADD C — сложить содержимое аккумулятора с содержимым регистра C и записать результат в аккумулятор. $(A) + (C) \rightarrow (A)$.

5) **Неявная адресация** — адрес операнда явно в команде не указывается, но он подразумевается. Можно считать разновидностью косвенной адресации.

Пример: XCHG — EXCHANGE — обменять содержимое регистровых пар HL и DE.

CMA — инвертировать содержимое аккумулятора.

6) **Стековая или магазинная адресация** — разновидность косвенной адресации области памяти, работающей по принципу стопы (магазина) «последним вошел — первым вышел» (LIFO). Адрес вершины стека хранится и автоматически изменяется при обращении к стеку в указателе стека SP.

Пример: PUSH D — записать в стек содержание регистровой пары DE.

— записать старший байт (D) $\rightarrow M(SP-1)$

— записать младший байт (E) $\rightarrow M(SP-2)$

— изменить указатель стека $(SP)-2 \rightarrow (SP)$

8.3.4.5. Система команд микропроцессора КР580ВМ80А

Система команд МП КР580ВМ80А содержит 78 базовых команд, а с учетом модификаций всего команд — 244. Например, базовая команда MOV R1, R2 имеет 63 модификации, так как в реальной коман-

де вместо R1,R2 стоят конкретные регистры A, B, C, D, E, H, L, M (все возможные комбинации MOV A, A; MOV A, B; MOV A, C; .. до MOV L, M и за исключением MOV M, M).

Для описания системы команд используются **обозначения**:

- R, R1, R2 — программно-доступные регистры МП: A, B, C, D, E, H, L;
- M — ячейка памяти, адрес которой указан в регистровой паре HL;
- SSS — трехбитовый код регистра-источника информации;
- DDD — трехбитовый код регистра-приемника информации;

Регистр	B	C	D	E	H	L	M	A
Код	000	001	010	011	100	101	110	111

— RP — двухбитовый код регистровой пары B(BC), D(DE), H(HL), SP

Регистровая пара	BC	DE	HL	SP
Код	000	001	010	011

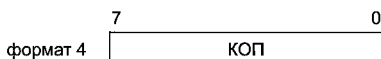
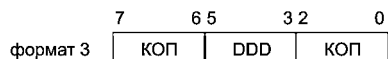
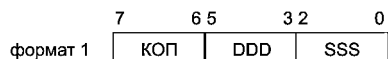
- M(RP) — ячейка памяти, адрес которой указан в регистровой паре RP;
- data8 — 8-битовый непосредственный операнд (число);
- data16 — 16-битовый непосредственный операнд;
- adr — 16-битовый адрес;
- port — 8-битовый адрес порта ввода-вывода;
- CCC — трехбитовый код условий

Мнемоника	Содержание	Значение флага	Код CCC
NZ (no zero)	ненулевой результат текущей операции	Z = 0	000
Z (zero)	нулевой результат текущей операции	Z = 1	001
NC (no carry)	отсутствует перенос или заем	C = 0	010
C (carry)	наличие переноса или заема	C = 1	011
PO(parity odd)	нечетное число 1 в результате	P = 0	100
PE(parity even)	четное число 1 в результате	P = 1	101
P (plus)	положительный знак результата операции	S = 0	110
M (minus)	отрицательный знак результата операции	S = 1	111

— NNN — трехбитовый код рестарта МП командой RST N по адресу 8×N.

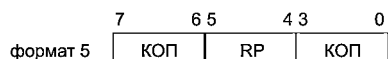
В МП КР580ВМ80А используется 11 форматов команд:

— 5 однобайтных форматов

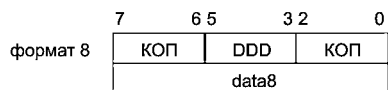
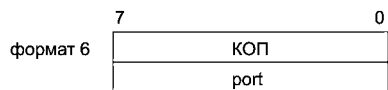


или CCC

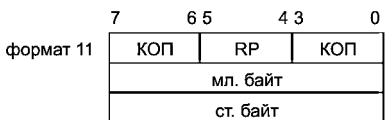
или NNN



— 3 двухбайтных формата



— 3 трёхбайтных формата



Особенностью формата фирмы INTEL является то, что первым указывается младший байт, а вторым — старший.

Например, адрес ячейки памяти **0B22**: 2-й байт 00100010 (22)

3-й байт 00001011 (0B)

Все команды можно разбить на следующие группы:

- 1) команды пересылок;
- 2) арифметические команды;

- 3) логические команды;
- 4) команды перехода и возврата;
- 5) команды управления.

Коды команд, которыми оперирует процессор, представляют собой двоичные числа. МП интерпретирует эти двоичные коды или как код операции, или как данные (операнды), или как адреса. Для удобства программиста была разработана система обозначения команд символическими кодами, так называемыми мнемокодами, которые в себе содержат смысловую подсказку выполняемой операции (поскольку разрабатывалось в англоязычной стране, то и мнемокод составлен из букв английских слов).

Для ввода программы в мнемокодах и преобразования ее в двоичные коды машинного языка используется специальная программа — ассемблер. Часто и язык мнемокодов называют языком ассемблера и даже просто ассемблером.

Простейшим примером программы записанной на языке ассемблера может являться задача сложения двух чисел. В мнемокодах она будет выглядеть следующим образом:

```
mov ax, 32 {Помещаем в регистр ax число 32}
mov bx, 23 {Помещаем в регистр bx число 23}
add ax, bx {складываем два числа помещенные в регистры ax и bx,
            результат сложения помещается в регистр ax}
```

8.3.4.6. Применение микропроцессоров

В настоящее время МП применяются практически во всех отраслях промышленности и во всех сферах деятельности человека. Трудно себе представить такое устройство, которое не содержало бы в себе МП. Будь то часы или телевизор, стиральная машина или кухонный комбайн, автомобиль или самолет, электронный микроскоп, система пожаротушения — все эти аппараты работают под управлением МП, и в некоторых случаях мы этого даже не замечаем. МП позволяют нам обрабатывать большие объемы информации, что способствует более детальному анализу решаемой задачи и более точному ее решению. Например, в электронных микроскопах МП позволяют более детально рассмотреть изучаемый объект, что позволяет увеличить его изображение в несколько тысяч, а то и несколько миллионов раз. Когда вы едите на автомобиле, то и не подозреваете о том, что МП все время контролирует ситуацию, высчитывая скорости вращения каждого колеса, угол наклона кузова автомобиля, температуру в салоне, объем впрыскиваемого топлива в двигатель и т.п. В это время вы просто наслаждаетесь поездкой.

МП во многом облегчают труд и быт человека, их создание — это огромный рывок в развитии человечества. Но всегда нужно помнить о том, что МП — это инструмент, и нужно уметь этим инструментом пользоваться.

В качестве примера применения микропроцессоров и микроконтроллеров можно рассмотреть программу, управляющую светодиодом на основании команды, считываемой с кнопки. Программа написана для микроконтроллера AVR. Принцип работы этой программы может быть использован, например, для управления открыванием дверей автомобиля при считывании сигнала с электронного ключа и т.п.

Листинг программы

Команды управления

```
1 .include "tn2313def.inc" ; Присоединение файла описаний
2 .list ; Включение листинга
3 .def temp = R16 ; Определение главного рабочего регистра
; Начало программного кода
4 .cseg ; Выбор сегмента программного кода
5 .org 0 ; Установка текущего адреса на ноль
;Инициализация стека
6 .ldi temp, RAMEND ; Выбор адреса вершины стека
7 out SPL, temp ; Запись его в регистр стека
; Инициализация портов ВВ
8 .ldi temp, 0 ; Записываем 0 в регистр temp
9 out OORD, temp ; Записываем ноль в DDRD (порт PO на ввод)
10 .ldi temp, 0xFF ; Записываем число $FF в регистр temp
11 out DDRB, temp ; Записываем temp в DDRB (порт PB на вывод)
12 out PORTB, temp ; Записываем temp в PORTB (потушить светодиод)
13 out PORTD, temp ; Записываем temp в PORTD (включаем внутр. резист.)
; Инициализация компаратора
14 .ldi temp, 0x80 ; Выключение компаратора
15 out ACSR, temp
; Основной цикл
16 main: in temp, PIND ; Читаем содержимое порта PD
17 out PORTB, temp ; Пересылаем в порт PB
18 rjmp main ; К началу цикла
```

Описание программы

Текст программы начинается шапкой с названием программы. Шапка представляет собой несколько строк комментариев. Шапка в начале программы помогает отличать программы друг от друга. Кроме названия программы, в шапку можно поместить ее версию, а также дату написания.

Самая первая команда программы — это псевдокоманда **INCLUDE**, которая присоединяет к основному тексту программы файл описаний (строка 1). В стандартном пакете AVR-Studio имеется целый набор подобных файлов описаний. Без присоединения файла описаний дальнейшая программа работать не будет.

Команда макроопределения присваивает регистру **R16** имя **temp**. Дальше в программе регистр **temp** используется для временного хранения промежуточных величин.

Следующие две команды (строки 4, 5) служат для выбора программного сегмента памяти и установки начального значения указателя.

В строках 6 и 7 производится инициализация стека. В регистр стека **SPL** записывается адрес его вершины. В качестве адреса выбран самый верхний адрес ОЗУ. Для обозначения этого адреса существует специальная константа с именем **RAMEND**.

Одной строкой записать константу в регистр стека невозможно, поэтому мы заменяем ее двумя другими. И тут нам пригодится регистр **temp**. Он послужит в данном случае передаточным звеном. Сначала константа **ramend** помещается в регистр **temp** (строка 6), а затем уже содержимое **temp** помещается в регистр **SPL** (строка 7).

В строках 8–12 производится настройка портов ввода—вывода.

Для выбора нужного направления передачи информации запишем управляющие коды в соответствующие регистры **DDRx**. Во все разряды регистра **DDRD** запишем нули (настройка порта **PD** на ввод), а во все разряды регистра **DDRB** запишем единицы (настройка порта **PB** на вывод). Кроме того, нам нужно включить внутренние нагрузочные резисторы порта **PD**. Для этого мы запишем единицы (то есть число **0xFF**) во все разряды регистра **PORTD**. И, наконец, в момент старта программы желательно погасить светодиод. Для этого мы запишем единицы в разряды порта **PB**.

Здесь уже знакомым нам способом с использованием регистра **temp** производится запись константы **0x80** в регистр **ACSR**. Регистр **ACSR** предназначен для управления режимами работы компаратора, а константа **0x80**, записанная в этот регистр, отключает компаратор.

Настройкой компаратора заканчивается подготовительная часть программы. Подготовительная часть занимает строки 1–15 и выполняется всего один раз после включения питания или после системного сброса.

Строки 16–18 составляет основной цикл программы. В нашем случае, согласно алгоритму, действия программы состоят в том, чтобы прочитать состояние кнопки и перенести его на светодиод. Есть много способов перенести содержимое младшего разряда порта **PD** в младший разряд порта **PB**. В нашем случае реализован самый простой вариант. Мы просто переносим одновременно все разряды. Для этого достаточно двух операторов.

Первый из них читает содержимое порта **PD** и запоминает это содержимое в регистре **temp** (строка 16). Следующий оператор записывает это число в порт **PB** (строка 17). Завершает основной цикл программы оператор безусловного перехода (строка 18). Он передает управление по метке **main**.

В результате три оператора, составляющие тело цикла, повторяются сколь угодно. Благодаря этому бесконечному циклу все изменения порта **PD** тут же попадают в порт **PB**.

**Часть третья.
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ
И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА.
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ**

Глава девятая. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

9.1. Ферромагнитные материалы и их характеристики	256
9.2. Магнитные цепи при постоянной МДС.	259
9.3. Магнитные цепи при переменной МДС. Эквивалентный синусоидальный ток	263
9.4. Магнитная цепь при действии постоянной и переменной МДС.	268
9.5. Комплексная магнитная проницаемость и комплексная индуктивность.	269

Часть третья.
**ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ
 И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА.
 ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ**

Глава девятая. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

9.1. Ферромагнитные материалы и их характеристики

По магнитным свойствам вещества подразделяют на слабомагнитные и сильномагнитные, или просто магнитные. К первым относятся диамагнетики и парамагнетики, ко вторым — ферромагнитные материалы, в том числе ферриты. В качестве магнитных материалов в технике применяются сильно магнитные вещества. Магнитное поле в веществе характеризуется тремя векторами: вектором намагнитной индукции \mathbf{B} , вектором намагнитченности \mathbf{M} и вектором напряженности магнитного поля $\mathbf{H} = \mathbf{B}/\mu_0 - \mathbf{M}$. Свойства материала определяются его относительной магнитной проницаемостью $\mu_r = B/(\mu_0 H)$, причем $\mu_r = \mu_a/\mu_0$, где μ_a — абсолютная магнитная проницаемость, а $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ — магнитная постоянная. Примеры параметров различных магнитных материалов (относительная магнитная проницаемость) приведены в табл. 9.1.

Таблица 9.1.

Вид вещества	μ_r	$\mu_r(H)$	Насыщение	Вещество
Диамагнетики	< 1	Не зависит	Нет	H_2 , инертные газы, Cu, Zn, Ag, Au, Hg, Bi, Ga, Sb
Парамагнетики	> 1	"-"	"-"	O_2 , NO, соли железа, кобальта, никеля, редкоземельные металлы, щелочные металлы, Al, Pt
Магнитные	$\gg 1$	Зависит	Есть	Fe, Ni, Co, ферриты

Большое значение μ_r и зависимость ее от H объясняются наличием у магнитных веществ доменов — областей с одинаковой ориентацией электронных спинов, вследствие чего эти области обладают самопроизвольной (спонтанной) намагнитченностью. При воздействии на них внешнего магнитного поля происходит: 1) рост магнитных доменов, маг-

нитные моменты которых составляют наименьший угол с направлением поля (процесс смещения границ доменов); 2) поворот доменов в направлении поля (процесс ориентации). Магнитное насыщение достигается, если все магнитные моменты доменов окажутся ориентированными в направлении поля. При снятии внешнего магнитного поля ориентация доменов частично сохраняется, что определяет гистерезис кривой намагничивания. При температуре выше точки Кюри области спонтанного намагничивания разрушаются и вещество перестает быть магнитным.

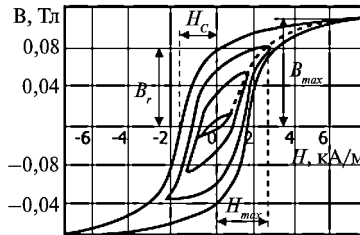


Рис. 9.1

Цикл перемагничивания магнитного материала характеризуется петлеобразной зависимостью $B(H)$, называемой *петлей гистерезиса*. Для одного из ферромагнитных материалов на рис. 9.1 представлены петли гистерезиса при разных H_{max} . Наибольшая из петель образует предельный цикл перемагничивания, позволяющий определить остаточную индукцию B_r и коэрцитивную силу H_c . При произвольных начальных условиях и различных значениях H_{max} перемагничивание происходит по частным циклам. *Геометрическое место вершин симметричных частных циклов называют основной кривой намагничивания $B(H)$* . На рис. 9.2 а даны кривые $B(H)$ для некоторых материалов: 1 – особо чистое железо; 2 – железо чистое (99,98% Fe); 3 – пермаллой (78% Ni); 4 – технически чистое железо (99,92% Fe); 5 – никель. На рис. 9.2 б приведены зависимости $\mu_r(H)$ для железа (кривая 2) и пермаллоя (кривая 3).

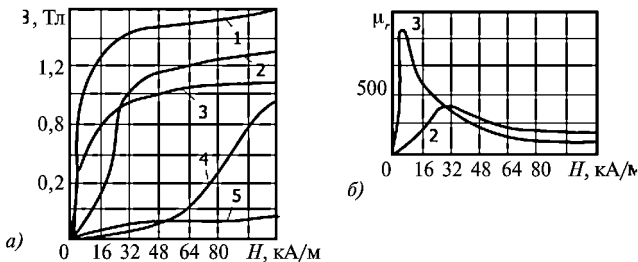


Рис. 9.2

Материалы с малыми значениями H_C и большим μ_r называют *магнитомягкими материалами*. Их применяют для магнитопроводов цепей с переменной магнитодвижущей силой (МДС) (табл. 9.2).

Таблица 9.2. Примеры параметров некоторых магнитомягких материалов

Вид материала	μ_{max}	H_C , А/м	Марка
Технически чистое железо (низкоуглеродистая сталь), 0,04% С	3500–4500	100–65	—
Электротехническая сталь	500–5000		2112, 3414
Пермаллой:			
40–50% Ni	16 000–35 000	32–10	45Н, 50Н
72–80% Ni	50 000–220 000	5,2–1	79НМ, 80НХС
Альсифер (9,5% Si, 5,6% Al)	120000	1,8	

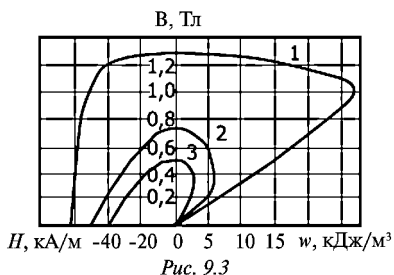


Рис. 9.3

Материалы с большой коэрцитивной силой называют *магнитотвердыми*. Их применяют для изготовления постоянных магнитов (табл. 9.3). На рис. 9.3 представлены кривая размагничивания $B(H)$ и кривая удельной магнитной энергии $w(B)$ некоторых магнитотвердых материалов, где 1 — ЮНДК25БА, 2 — ЮНДК15, 3 — ЮНД4.

Таблица 9.3. Примеры параметров некоторых магнитотвердых материалов

Вид материала	B_r , Тл	H_C , кА/м	w_{max} , кДж/м³
Легированные стали, закаливаемые на мартенсит	0,8–1	4,5–13	1–4
Литые сплавы Al-Ni-Fe:			
ЮНД4	0,5	40	3,6
ЮНДК15	0,75	48	6
ЮНДК25БА	1,28	62	26,4
Порошковые магниты:			
металлокерамические	1	50	11,7
металлопластические	0,3	38	1,62
Металлокерамика на основе сплавов Со с редкоземельными металлами:			
самарий	0,8	550	60
самарий и празеодим	0,9	510	68

9.2. Магнитные цепи при постоянной МДС

Магнитной цепью называют совокупность устройств, содержащих ферромагнитные тела и образующих замкнутую систему-магнитопровод, в которой при наличии МДС F , например обмоток с током, существует магнитный поток. В реальных устройствах магнитный поток частично выходит за пределы магнитопровода и образует **магнитный поток рассеяния**, аналогичный токам утечки в изоляции электрической цепи, которыми обычно пренебрегают.

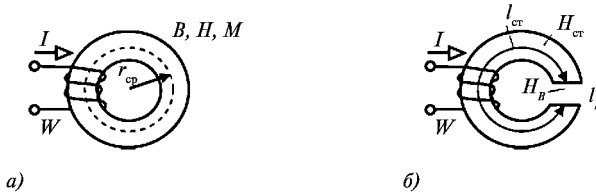


Рис. 9.4

Простейшей магнитной цепью является кольцевой магнитопровод, на котором находится намагничивающая обмотка с числом витков w (рис. 9.4 а) и током I . По закону полного тока $\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum \mathbf{I} = F$ или $Hl = Iw$, где $l = 2\pi r_{\text{cp}}$. Следовательно, напряженность магнитного поля $H = Iw / (2\pi r_{\text{cp}})$, где r_{cp} — средний радиус магнитопровода.

Магнитное поле в магнитопроводe характеризуется основными величинами, связанными зависимостью

$$B = \mu_0 (H + M),$$

где M — вектор намагниченности, или

$$H = B / \mu_0 - M. \quad (9.1)$$

Для кольцевого магнитопровода с воздушным зазором (рис. 9.4 б) напряженность магнитного поля может быть найдена по закону полного тока

$$Iw = H_{\text{ст}} l_{\text{ст}} + H_{\text{в}} l_{\text{в}} \quad (9.2)$$

с учетом зависимости $B(H)$ для материала магнитопровода; здесь $l_{\text{в}}$ — длина воздушного зазора; $H_{\text{в}}$ — напряженность поля в зазоре.

Аналогичность записи уравнений для электрических и магнитных цепей (табл. 9.4) часто дает возможность применять для анали-

за и синтеза магнитных цепей методы расчета электрических цепей. Особенностью и основной трудностью при расчете магнитных цепей является нелинейный характер зависимости $B(H)$ и связанное с ним непостоянство μ_r . Магнитные цепи нелинейны.

Таблица 9.4. Аналогия уравнений электрических и магнитных полей и цепей

Электрические величины	Магнитные величины
ЭДС $e = \oint E_{\text{всп}} dl = \sum E_i$	МДС $F = \oint H dl = \sum I_i w_i$
Электрический ток $I = \int_S J dS$	Магнитный поток $\Phi = \int_S B dS$
Электрическое сопротивление $R = l / (\gamma S)$	Магнитное сопротивление $R_M = l / (\mu_a S)$
Напряжение, разность потенциалов $U_{ab} = V_a - V_b$	Разность скалярных магнитных потенциалов $U_{Mab} = \int_a^b H dl = V_{Ma} - V_{Mb}$
Плотность тока J	Магнитная индукция B
Напряженность электрического поля E	Напряженность магнитного поля H
Удельная проводимость γ	Абсолютная магнитная проницаемость μ_a
	Закон Ома
$I = U/R$	$\Phi = U_M/R_M$
	Первый закон Кирхгофа
$\sum I_i = 0$ в узле	$\sum \Phi_i = 0$ в узле
	Второй закон Кирхгофа для замкнутого контура
$\sum U = 0$ или $\sum I_i R_i = \sum E_i$	$\sum U_M = \sum F$ или $\sum \Phi_i R_{Mi} = \sum F_i$

При расчете магнитной цепи может встретиться как прямая, так и обратная задача. Прямая задача расчета цепи состоит в нахождении магнитного потока по заданному значению МДС. Обратная задача состоит в нахождении МДС или намагничивающего тока по заданному магнитному потоку. Так как обратная задача решается значительно проще, чем прямая, рассмотрим ее первой.

При отсутствии гистерезиса в неразветвленной цепи значение магнитного потока Φ позволяет определить магнитную индукцию B и, следовательно, напряженность магнитного поля для каждого участка

цепи: $H_i = B_i / \mu_{ai} = \Phi / (S_i \mu_{ai})$, где S_i — площадь поперечного сечения и МДС $F = \sum H_i l_i = Iw$.

Пример 9.1. Найти постоянный намагничивающий ток I электромагнита с П-образным сердечником (рис. 9.5), обеспечивающий в воздушном зазоре магнитный поток $\Phi = 10^{-4}$ Вб. Геометрические размеры сердечника, число витков катушки w и материал, из которого изготовлен магнитопровод, известны: площадь поперечного сечения ярма $S_1 = 2$ см², площадь сечения якоря $S_2 = 1,2$ см², $l_1 = 18$ см, $l_2 = 5$ см, $l_n = 0,1$ см, $w = 1000$. Материал ярма и якоря — технически чистое железо.

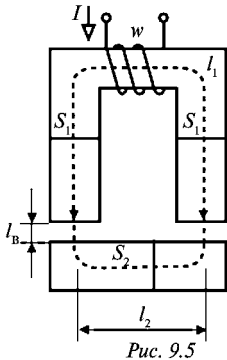


Рис. 9.5

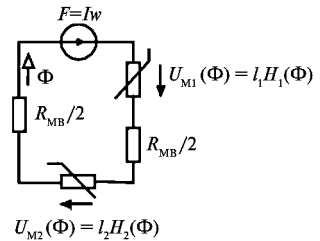


Рис. 9.6

Решение. Схема замещения магнитной цепи изображена на рис. 9.6, где воздушным зазорам ($\mu_r = 1$) соответствуют линейные сопротивления $R_{м.в}/2$, а ярму и якорю — нелинейные $U_{M1}(\Phi)$ и $U_{M2}(\Phi)$.

По второму закону Кирхгофа для магнитной цепи (см. табл. 9.4)

$$F = Iw = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_n l_n.$$

При $\Phi_n \approx \Phi_{ст} = \Phi$ магнитная индукция $B_1 = \Phi/S_1 = 0,5$ Тл; $B_2 = \Phi/S_2 = 0,833$ Тл.

Значения $H_1 = 84$ А/м, $H_2 = 98$ А/м находим по кривой намагничивания (кривая 4 на рис. 9.2 а) для соответствующих значений магнитной индукции. В воздушном зазоре $B_n = B_1$; $H_n = B_n/\mu_0 = 398\,000$ А/м. Таким образом, $I = (H_1 l_1 + H_2 l_2 + 2H_n l_n)/w = 0,816$ А.

Прямая задача состоит в расчете магнитного потока по заданному значению МДС F . На рис. 9.7 представлено графическое решение для неразветвленной цепи, приведены зависимости для нелинейного $[\Phi_{ст}(U_w)]$ и линейного $[\Phi = (F - U_M)/R_{м.в}]$ участков магнитной цепи. Точка А пересечения этих зависимостей позволяет найти искомое значение потока Φ_A .

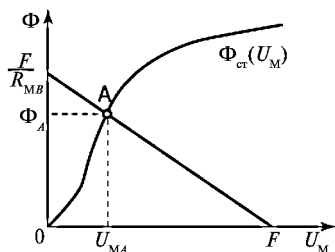


Рис. 9.7

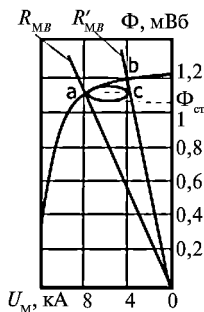


Рис. 9.8

Для определения Φ методом последовательных приближений задаются произвольным значением потока Φ_1 (первое приближение). Решая обратную задачу, находят МДС F_1 . Если значение F_1 отличается от заданного, то берут другое значение Φ_2 и вычисляют новое значение МДС F_2 и т. д. Решение заканчивается, когда F_n становится достаточно близким к заданному значению F .

Расчет цепи с постоянным магнитом. Магнитопровод из магнитотвердого материала в виде ферромагнитного кольца с воздушным зазором (см. рис. 9.4 б) предварительно намагничен до насыщения. Затем ток отключен, т. е. $I_w = 0$. Определить магнитный поток в зазоре.

Магнитная цепь состоит из двух участков: магнитопровода, где напряженность магнитного поля в стали $H_{ст}$, и воздушного зазора, где $H_B = B_B / \mu_0$. При $S_B \approx S_{ст}$ и $\Phi_B \approx \Phi_{ст}$.

$$B_B \approx B_{ст}. \tag{9.3}$$

По закону полного тока

$$H_B l_B + H_{ст} l_{ст} = 0 \text{ или } U_{М.ст} = -U_{М.В}. \tag{9.4}$$

Из (9.3) и (9.4) получаем

$$H_{ст} = -\frac{B_{ст} l_B}{\mu_0 l_{ст}}.$$

Задачу можно решить графически, построив на одном рисунке кривые $\Phi(U_M)$ для стали и воздушного зазора (рис. 9.8) и найдя точку их пересечения. Кривая $\Phi_{ст}(U_M)$ — это участок предельной петли гистерезиса — кривая размагничивания (см. рис. 9.3) при пересчете $\Phi_{ст} = B_{ст} S_{ст}$ и $U_M = H_{ст} l_{ст}$. Для воздушного зазора зависимость

$$\Phi_B(U_M) = \frac{U_{М.В}}{R_{М.В}} = \frac{U_{М.В}}{l_B} \mu_0 S_B \tag{9.5}$$

представляет собой прямую, угол которой к оси абсцисс зависит от магнитного сопротивления воздушного зазора $R_{м.в} = l_B / (\mu_0 S_B)$.

Пример 9.2. Определить магнитный поток в воздушном зазоре кольцеобразного постоянного магнита из сплава ЮНДК25БА, если площадь поперечного сечения магнита $S = 10 \text{ см}^2$, длина средней магнитной линии в стали $l_{ст} = 20 \text{ см}$, длина воздушного зазора $l_B = 1 \text{ см}$.

Решение. Магнитное сопротивление воздушного зазора $R_{м.в} = l_B / (\mu_0 S)$ $= 10^{-2} / (1,256 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3}) = 7,96 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}$. На рис. 9.8 изображена построенная в координатах $\Phi_{ст} = B_{ст} S$ и $U_M = H_{ст} l$ кривая размагничивания материала магнита (кривая 1 на рис. 9.3). На рисунке изображена также прямая $\Phi = U_{м.в} / R_{м.в}$. Точка их пересечения a соответствует одним и тем же абсолютным значениям Φ и U_M (см. 9.4) для сердечника и воздушного зазора. Таким образом, $U_{м.в} = 8 \text{ кА}$, $\Phi = 1,1 \text{ мВб}$, что соответствует $B_B = 1,1 \text{ Тл}$; $H_B = 800 \text{ кА/м}$.

Пример 9.3. Определить магнитный поток в воздушном зазоре магнита (см. пример 9.2), если длина зазора уменьшена до $l_B = 0,5 \text{ см}$.

Решение. Следует уточнить, когда был изменен зазор: до намагничивания или после. В первом случае решение аналогично решению примера 9.2, только значение $R_{м.в} = l_B / (\mu_0 S) = 3,98 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}$ в 2 раза меньше, так как уменьшена длина воздушного зазора. Этому сопротивлению соответствует прямая $R'_{м.в}$. Решением является точка b с координатами $\Phi = 1,2 \text{ мВб}$; $U_M = 4,3 \text{ кА}$, что соответствует $B_b = 1,2 \text{ Тл}$; $H_b = 860 \text{ кА/м}$.

Во втором случае, если зазор был уменьшен, например, введением в него ферромагнитного диска толщиной $0,5 \text{ см}$ после намагничивания, решением является точка c пересечения прямой $R'_{м.в}$ с так называемым частным циклом перемагничивания, начинающимся в точке a .

9.3. Магнитные цепи при переменной МДС.

Эквивалентный синусоидальный ток

В катушках со стальными магнитопроводами при синусоидальном напряжении на выводах токи оказываются несинусоидальными. Если пренебречь активным сопротивлением катушки и потоком рассеяния, то напряжение (закон электромагнитной индукции)

$$u = U_m \sin(\omega t + \pi / 2) = d\Psi / dt = w \frac{d\Phi}{dt}, \quad (9.6)$$

где Ψ – потокосцепление, и магнитный поток в стали

$$\Phi = \frac{U_m}{\omega w} \sin \omega t = \Phi_m \sin \omega t, \quad (9.7)$$

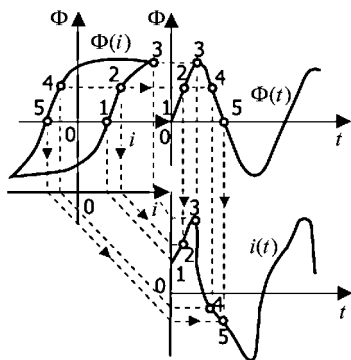


Рис. 9.9

а следовательно, поток и магнитная индукция изменяются во времени по синусоидальному закону. Несинусоидальность тока связана с нелинейной зависимостью $\Phi(i)$, аналогичной зависимости $B(H)$. На рис. 9.9 по точкам 1, 2, 3, 4, 5 построена зависимость $i(t)$, соответствующая синусоидальному потоку Φ и учитывающая гистерезис кривой намагничивания $B(H)$, т. е. $\Phi(i)$. Помимо несинусоидальности тока имеет место также сдвиг во времени моментов прохождения через нуль тока и магнитного потока. Ток обращается в нуль раньше, чем магнитный поток.

Несинусоидальный ток, как и любую периодическую функцию, удовлетворяющую условиям Дирихле, можно разложить в тригонометрический ряд, т. е. ряд Фурье.

В установившемся режиме вследствие симметрии относительно начала координат кривой намагничивания постоянная составляющая и амплитуды четных гармоник токов в катушках со стальными магнитопроводами равны нулю. При этом в разложении присутствуют нечетные гармоники, особенно велика третья гармоника.

Переменный магнитный поток вызывает в магнитопроводе вихревые токи, которые зависят от частоты, проводимости материала магнитопровода и его формы. Кроме того, что вихревые токи вызывают потери энергии, они также размагничивают магнитопровод, вытесняя магнитный поток к поверхности, что здесь не учитывается.

Для снижения влияния вихревых токов магнитопровод собирают из отдельных электрически изолированных друг от друга тонких листов. Мощность потерь от вихревых токов

$$P_B = \sigma_B f^2 B_m^2 G, \tag{9.8}$$

где σ_B — коэффициент, зависящий от марки стали и размера стальных листов; f — частота; $B_m = \Phi_m / S$; G — масса рассматриваемой части магнитопровода. Удельные потери энергии от гистерезиса в магнитных материалах за один цикл перемагничивания пропорциональны площади петли гистерезиса. Мощность потерь от гистерезиса

$$P_\Gamma = \sigma_\Gamma f B_m^n G, \quad (9.9)$$

где σ_Γ — коэффициент, зависящий от марки стали; $n = 1,6$ при $0,1 < B < 1 \text{ Тл}$ и $n = 2$ при $B_m > 1 \text{ Тл}$.

При $B_m \approx 1 \text{ Тл}$, $f = 50 \text{ Гц}$ суммарные удельные (на 1 кг массы) потери в электротехнической стали составляют 1–2 Вт/кг.

Для расчета цепей, содержащих катушки со стальным магнитопроводом, последние заменяют условно-нелинейными элементами, в которых возникновение синусоидального магнитного потока обусловлено действием эквивалентного синусоидального тока. Условием эквивалентности являются равенства действующих токов

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = I_{\text{эк}}$$

и мощности потерь

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui dt = I_{\text{эк}} U \cos \varphi,$$

обусловленных этими токами. Такая замена позволяет применить комплексный метод и векторные диаграммы при расчете нелинейной цепи. На рис. 9.10, а изображены кривые $\Phi(t)$, $i_{\text{эк}}(t)$ и $i(t)$. Эквивалентный ток $\dot{I}_{\text{эк}}$ можно представить в виде суммы двух слагаемых: тока намагничивания \dot{I}_μ , совпадающего по фазе с магнитным потоком $\dot{\Phi}$, и активного тока \dot{I}_a , совпадающего по фазе с напряжением на катушке \dot{U} :

$$\dot{I}_{\text{эк}} = \dot{I}_\mu + \dot{I}_a. \quad (9.10)$$

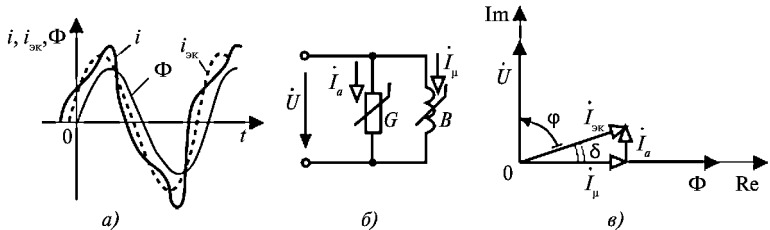


Рис. 9.10

Разложению тока на две составляющие соответствует схема замещения катушки (рис. 9.10, б) с двумя ветвями, проводимости которых G и B . Для определения параметров схемы замещения запишем согласно (9.6) и (9.7)

$$\dot{U} = j\omega n\Phi = j\omega L\dot{I}_\mu = j\dot{I}_\mu / B, \tag{9.11}$$

т. е. $B = j\dot{I}_\mu / \dot{U}$; $G = \dot{I}_a / \dot{U}$.

Векторная диаграмма токов показана на рис. 9.10, в.

Сдвиг фаз φ между напряжением \dot{U} и током $\dot{I}_{\text{эк}}$ зависит от активной мощности катушки: $P = UI_{\text{эк}} \cos \varphi$. Угол магнитных потерь $\delta = \pi/2 - \varphi$.

Пример 9.4. Катушка со стальным магнитопроводом включена в сеть при $f = 50$ Гц, $U = 220$ В. Амперметр электродинамической системы показывает 0,2 А, ваттметр — 5 Вт. Определить слагаемые эквивалентной синусоиды тока и параметры схемы замещения катушки (рис. 9.10, б).

Решение. Действующее значение тока равно 0,2 А, поэтому и $\dot{I}_{\text{эк}} = 0,2$ А. Сдвиг фаз эквивалентной синусоиды тока относительно синусоиды напряжения

$$\varphi = \arccos \frac{P}{IU} = \arccos \frac{5}{220 \cdot 0,2} = 83^\circ 30'.$$

Следовательно, составляющие тока (рис. 9.10, б, в)

$$I_\mu = I_{\text{эк}} \sin \varphi = 0,1987 \text{ А}; \quad I_a = I_{\text{эк}} \cos \varphi = 0,0227 \text{ А}.$$

Полная проводимость катушки $Y = I/U = 0,9091$ мСм, а ее составляющие

$$G = P/U^2 = 0,1033 \text{ мСм}; \quad B = \sqrt{Y^2 - G^2} = 0,9039 \text{ мСм}.$$

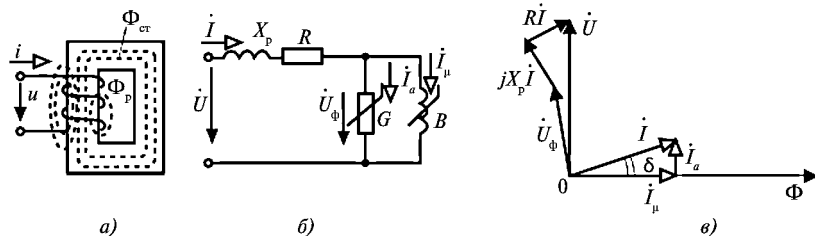


Рис. 9.11

На рис. 9.11 а схематически изображено магнитное поле (магнитные линии) катушки со стальным магнитопроводом. Часть магнитных линий замыкается помимо магнитопровода через воздух, образуя магнитный поток рассеяния Φ_p , который определяет индуктивность рассеяния

$$L_p = w\Phi_p / I \quad (9.12)$$

и индуктивное сопротивление

$$X_p = \omega L_p. \quad (9.13)$$

Падение напряжения на этом сопротивлении, а также на активном сопротивлении катушки

$$\Delta \dot{U} = (R + jX_p) \dot{I}. \quad (9.14)$$

Таким образом, для катушки со стальным магнитопроводом с учетом потоков рассеяния и сопротивления обмотки

$$\dot{U} = j\omega w\dot{\Phi}_{cr} + \dot{I}(R + j\omega L_p), \quad (9.15)$$

а общий магнитный поток $\Phi = \Phi_{cr} + \Phi_p$.

На рис. 9.11 б, в показаны схема замещения катушки со стальным магнитопроводом и векторная диаграмма, соответствующая уравнениям (9.10) и (9.15).

В цепях, содержащих катушку со стальным магнитопроводом и конденсатор, наблюдается явление феррорезонанса, которое заключается в том, что плавное изменение напряжения вызывает скачкообразное изменение фазы и амплитуды основной гармоники тока, или, наоборот, плавное изменение тока сопровождается скачкообразным изменением фазы и амплитуды напряжения. Первый случай имеет место при последовательном соединении катушки и конденсатора и называется *феррорезонансом напряжений*. Второй случай имеет место при параллельном соединении (рис. 9.12 а) и называется *феррорезонансом токов*.

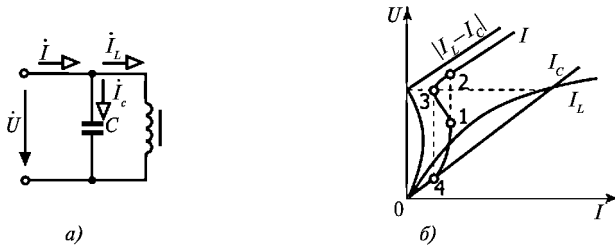


Рис. 9.12

Приближенное исследование процессов феррорезонанса проводится в предположении отсутствия потерь в катушке и конденсаторе и замены несинусоидальных тока, напряжения и магнитного потока эквивалентными синусоидальными. Ток конденсатора \dot{I}_C опережает по фазе напряжение \dot{U} на угол $\pi/2$ и пропорционален приложенному напряжению \dot{U} . Ток катушки \dot{I}_L , отстает по фазе на $\pi/2$ от напряжения \dot{U} , и между их действующими значениями имеет место нелинейная зависимость $I_L(U)$ (рис. 9.12 б), обусловленная нелинейностью материала магнитопровода катушки. Суммарный ток I параллельного контура равен разности токов $I_L - I_C$.

При учете потерь и несинусоидальности тока зависимость $U(I)$ не доходит до оси ординат, где $I = 0$, а имеет вид кривой I , изображенной на рис. 9.12 б. При возрастании тока от нуля до значения, соответствующего точке 1, напряжение плавно растет (ток опережает по фазе напряжение), затем происходит скачок напряжения (точки 1, 2) и скачок фазы (ток становится индуктивным, отстает от напряжения). При уменьшении тока наблюдается скачок в обратном направлении (из точки 3 в точку 4).

9.4. Магнитная цепь при действии постоянной и переменной МДС

Одновременное действие постоянной F_0 и переменной F_1 МДС проявляется в цепях с отдельными катушками постоянного и переменного тока, а также в результате появления постоянной составляющей в катушке переменного тока:

$$F = F_0 + F_1 = I_0 w_0 + I_{1m} w_1 \sin \omega t.$$

Наличие постоянной составляющей F_0 смещает рабочую точку на кривой намагничивания. В результате получается новое значение μ_r (см. рис. 9.2 б) и, следовательно, изменяется связь между переменными составляющими напряжения и тока. Зависимость $\mu_r(F_0)$ используют для управления индуктивностью катушки в магнитных модуляторах, усилителях, LC-генераторах.

Пример 9.5. Катушка со стальным магнитопроводом и числом витков w_1 с обмоткой подмагничивания с числом витков w_0 подключена к источнику синусоидального тока $i_1 = I_{1m} \sin \omega t$. Определить магнитный поток $\Phi(t)$ в катушке и форму напряжения u_1 на обмотке с числом витков w_1 при различных значениях тока подмагничивания I_0 .

Решение. Задачу решим графически (рис. 9.13), используя основную кривую намагничивания стали $\Phi(F)$, которая построена в об-

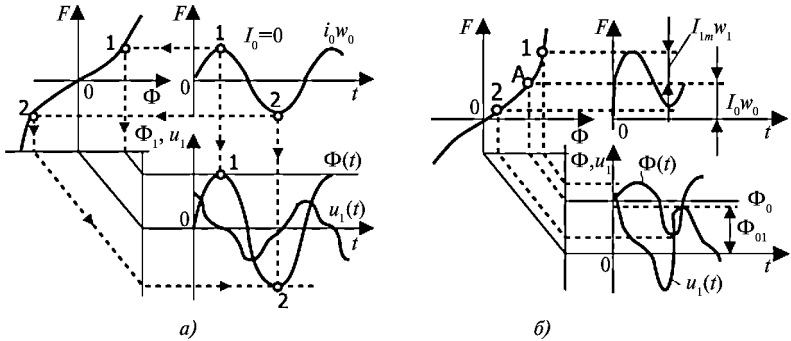


Рис. 9.13

ратных координатах. Для каждого значения $F = i_1 w_1 + i_0 w_0$ находим по этой кривой значение Φ . Напряжение на обмотке переменного тока рассчитываем дифференцированием кривой $\Phi(t)$, $u_1(t) = w_1 d\Phi/dt$.

На рис. 9.13 *а* построены кривые при $I_0 = 0$, а на рис. 9.13 *б* — при $I_0 > 0$. Если в первом случае кривые $\Phi(t)$, $u_1(t)$ симметричны и содержат только нечетные гармоники, то во втором случае они содержат наряду с нечетными и четные гармоники.

При одном и том же I_{1m} действующее значение напряжения U_1 зависит не только от I_{1m} , но и от I_0 . Оно тем меньше, чем больше I_0 . Таким образом, при помощи тока I_0 можно изменять индуктивное сопротивление переменного тока $X_L = U_1/I_1$. Постоянная составляющая результирующего магнитного потока Φ_{01} меньше постоянного магнитного потока Φ_0 , создаваемого током I_0 , что связано с асимметрией кривой $F(\Phi)$ в рабочей точке *A*. Таким образом, переменный ток в обмотке w_1 в свою очередь изменяет постоянную составляющую магнитного потока, оказывая размагничивающее действие.

9.5. Комплексная магнитная проницаемость и комплексная индуктивность

Метод условной линеаризации нелинейных цепей состоит в замене реальных нелинейных элементов условно-нелинейными, параметры которых зависят уже не от мгновенных значений электрических или магнитных величин, а от их амплитудных или действующих значений. В этом случае при фиксированной амплитуде цепь оказывается линейной и ее расчет существенно упрощается.

При условной линеаризации несинусоидально изменяющиеся величины заменяются эквивалентными синусоидальными и применяются

комплексные параметры материалов. При этом устанавливается нелинейная зависимость между действующими значениями эквивалентных синусоидальных величин (см. §9.3).

Для синусоидальных $B = \Phi_{cr}(t)/S_{cr}$ и $H = wi(t)/l_{cr}$ можно ввести комплексную абсолютную проницаемость:

$$\underline{\mu}_a = \dot{B} / \dot{H} = \mu_0 \underline{\mu}_r = \mu_0 (\mu'_r - j\mu''_r) = \mu_0 \mu_r e^{-j\delta} \quad (9.16)$$

и комплексное удельное магнитное сопротивление:

$$\underline{\rho}_M = 1 / (\mu_0 \underline{\mu}_r) = \rho'_M + j\rho''_M, \quad (9.17)$$

где ρ'_M определяет реактивную мощность намагничивания; ρ''_M – потери в стали.

Комплексная индуктивность

$$\underline{L} = L' - jL'' = w^2 \underline{\mu}_a S / l. \quad (9.18)$$

Для схемы замещения рис. 9.10 б

$$L' = \frac{B / \omega}{G^2 + B^2}; \quad L'' = \frac{G / \omega}{G^2 + B^2}. \quad (9.19)$$

Для магнитной цепи (см. табл. 9.4) комплексное магнитное сопротивление

$$\underline{Z}_M = \frac{l}{\mu_0 \underline{\mu}_r S} = \frac{l}{S} \underline{\rho}_M = \frac{1}{G_M - jB_M} = R_M + jX_M. \quad (9.20)$$

По закону Ома (см. табл. 9.4) комплексный магнитный поток:

$$\dot{\Phi} = \dot{F} / \underline{Z}_M, \quad (9.21)$$

а комплексное сопротивление цепи

$$\begin{aligned} \underline{Z} &= \frac{\dot{U}}{\dot{I}_{ск}} = R + jX = \frac{j\omega w_1 \dot{\Phi}}{\dot{I}_{ск}} = \frac{j\omega w_1^2}{Z_M} = \\ &= \frac{j\omega w_1^2 \mu_0 \underline{\mu}_r S}{l} = \frac{1}{G - jB}. \end{aligned}$$

Глава десятая. ТРАНСФОРМАТОРЫ И ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ

10.1. Однофазный трансформатор	272
10.1.1. Назначение трансформатора	272
10.1.2. Устройство трансформатора	273
10.1.3. Принцип действия трансформатора	274
10.1.4. Режимы работы трансформатора	276
10.1.5. Уравнения электрического и магнитного состояния трансформатора	278
10.1.6. Приведение параметров трансформатора и его схема замещения	280
10.1.7. Определение параметров схемы замещения трансформатора ..	283
10.1.8. Внешняя характеристика трансформатора	284
10.1.9. Потери и КПД трансформатора	286
10.1.10. Пример расчета трансформатора	287
10.2. Трёхфазные трансформаторы	289
10.2.1. Параллельная работа трансформаторов	292
10.3. Измерительные трансформаторы	292
10.4. Автотрансформатор	293
10.5. Электротермические установки	294
10.5.1. Классификация электротермических установок	294
10.5.2. Печи сопротивления	295
10.5.3. Трансформаторы для электротермических установок	296
10.5.4. Индукционные печи	297
10.5.5. Дуговые печи	298
10.5.6. Плазмотроны	300

Глава десятая.

ТРАНСФОРМАТОРЫ И ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ

10.1. Однофазный трансформатор

10.1.1. Назначение трансформатора

Трансформатором называют электромагнитное устройство, предназначенное для преобразования электрической энергии переменного тока одного напряжения и тока в электрическую энергию переменного тока другого напряжения и тока при сохранении неизменной частоты.

Первый трансформатор был предложен П. Н. Яблочковым в 1876 г. Это был однофазный трансформатор с разомкнутым магнитопроводом и коэффициентом трансформации равным единице.

В 1892 г. Доливо-Добровольским были разработаны основы теории и проектирования трансформаторов; вместо трех однофазных он изобрел трехфазный трансформатор сначала с радиальным, а потом с параллельным расположением обмоток.

Трансформаторы применяют в линиях электропередач (ЛЭП) для повышения напряжения (*повышающие трансформаторы*) до 500, 1150 кВ от источников электрической энергии (электростанций, удаленных от потребителей на большие расстояния), что необходимо для экономичной передачи энергии, и понижения напряжения (*понижающие трансформаторы*) до 380, 220 В на распределительных подстанциях для передачи на промышленные объекты и жилые районы при подведении энергии к потребителю, рис. 10.1.

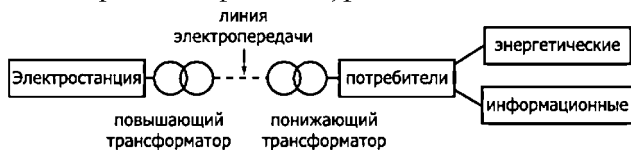


Рис. 10.1

Трансформаторы рассчитывают на нормальную работу при номинальных значениях частоты, напряжения, тока, мощности. Номинальные мощности трансформаторов различаются от долей вольт-ампера (ВА) до десятков тысяч киловольт-ампер (кВА).

В соответствии с назначением различают:

- силовые трансформаторы для питания электрических двигателей, осветительных сетей и других потребителей;
- специальные трансформаторы для питания сварочных аппаратов, электропечей (индукционных, дуговых);
- трансформаторы в радиоэлектронных устройствах, информационной технике;
- измерительные трансформаторы для подключения измерительных приборов.

10.1.2. Устройство трансформатора

Трансформаторы низкой частоты имеют замкнутый магнитопровод и две (или более) обмотки, расположенных на нем, рис. 10.2.

Магнитопровод изготавливают из магнитомягкого материала — трансформаторной стали, имеющей узкую петлю перемагничивания. Это позволяет уменьшить потери на гистерезис.

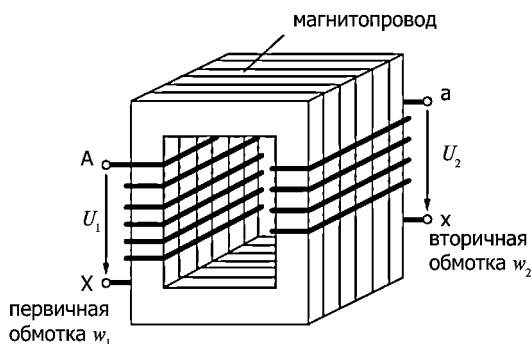


Рис. 10.2

Для уменьшения потерь на вихревые токи в материал магнитопровода вводят примесь кремния, повышающую его электрическое сопротивление. Магнитопровод собирают из отдельных листов электротехнической стали толщиной $0,35 \pm 0,5$ мм, изолированных друг от друга теплоустойким лаком или специальной бумагой.

Магнитопровод имеет высокую магнитную проницаемость (малое магнитное сопротивление) и небольшие удельные потери на гистерезис и вихревые токи.

Конструкция магнитопровода бывает стержневая, бронева, тороидальная. В маломощных трансформаторах применяют кольцевые магнитопроводы, собираемые из штампованных колец, или прессуемые из ферромагнитного порошка, смешанного с изоляционным лаком.

По числу фаз трансформаторы делятся на однофазные и трёхфазные.

Трансформаторы бывают низкочастотные и высокочастотные (рабочие частоты от единиц герц до сотен килогерц).

Обмотки трансформаторов изготавливают из медного провода и располагают на одном и том же или на разных стержнях магнитопровода. Обмотки имеют различное число витков w_1 и w_2 . Первичная

обмотка подключается к источнику электрической энергии, вторичная – к приёмнику. На сердечнике может быть размещено несколько вторичных обмоток с различным числом витков.

При работе трансформатора за счет токов в обмотках, вихревых токов и перемагничивания магнитопровода выделяется тепло.

Для трансформаторов небольшой мощности (до 10 кВА) достаточно воздушного охлаждения – сухие трансформаторы.

В мощных трансформаторах (более 50 кВА) применяют масляное охлаждение: магнитопровод с обмотками помещают в бак с минеральным трансформаторным маслом. За счет циркуляции происходит отвод тепла от нагревающихся обмоток и дополнительная электрическая изоляция между обмотками, т.к. масло является хорошим диэлектриком.

Концы обмоток трансформаторов выводят через специальные изоляторы.

Обмотку с большим числом витков $w_{\text{вн}}$ называют обмоткой высшего напряжения, а обмотку с меньшим числом витков $w_{\text{нн}}$ называют обмоткой низшего напряжения.

Одной из основных характеристик трансформатора является коэффициент трансформации n .

$$n = \frac{w_{\text{вн}}}{w_{\text{нн}}}$$

Условное обозначение трансформатора показано на рис. 10.3.

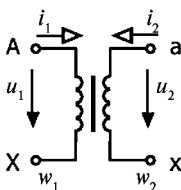


Рис. 10.3

10.1.3. Принцип действия трансформатора

На первичную обмотку трансформатора (рис. 10.4) подают напряжение от источника переменного напряжения $u_1 = U_m \sin \omega t$. Обмотка замкнута, в ней возникает ток i_1 . Параметры, относящиеся к первичной обмотке, помечают индексом 1, а ко вторичной обмотке – индексом 2. Ток i_1 создаёт магнитодвижущую силу МДС $F_1 = w_1 i_1$, вызывающую магнитный поток.

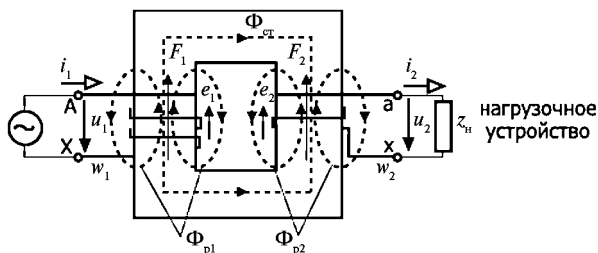


Рис. 10.4

Основной магнитный поток $\Phi_{ст}$ замыкается по замкнутому сердечнику, имеющему малое сопротивление магнитному потоку, и пронизывает витки первичной и вторичной обмоток. Небольшая часть магнитного потока (поток рассеяния Φ_{p1}) замыкается вокруг витков первичной обмотки частично по воздуху.

В соответствии с законом электромагнитной индукции магнитный поток в стали $\Phi_{ст}$ индуцирует ЭДС в первичной и вторичной обмотках трансформатора

$$e_1 = w_1 \frac{d\Phi_{ст}}{dt},$$

$$e_2 = w_2 \frac{d\Phi_{ст}}{dt}.$$

Поток рассеяния Φ_{p1} индуцирует ЭДС в первичной обмотке

$$e_{1рас} = w_1 \frac{d\Phi_{p1}}{dt},$$

которую представляют падением напряжения на индуктивном сопротивлении первичной обмотки трансформатора

$$e_{1рас} = u_{1рас} = L_1 \frac{di_1}{dt}.$$

Под действием ЭДС e_2 , индуцированной во вторичной обмотке трансформатора появляется напряжение u_2 .

Если вторичная обмотка разомкнута, режим холостого хода,

$$u_2 = u_{2х} = e_2,$$

если она подключена к приёмнику, то во вторичной обмотке трансформатора возникает ток i_2 , магнитодвижущая сила F_2 и поток рассеяния Φ_{p2} , сцепленный только со вторичной обмоткой.

Структурно принцип действия трансформатора можно представить следующей схемой, рис. 10.5.

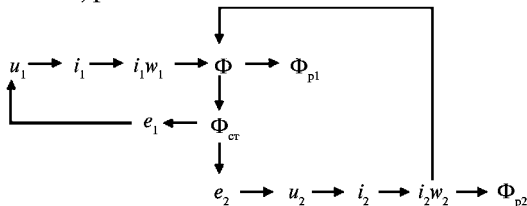


Рис. 10.5

10.1.4. Режимы работы трансформатора

Режим холостого хода (хх)

В этом режиме работы трансформатора на первичную обмотку подают номинальное напряжение $U_{1н}$, а цепь вторичной обмотки разомкнута, рис. 10.6.

Ток холостого хода в первичной обмотке трансформатора $I_{1х}$ составляет несколько процентов от номинального.

В паспортных данных трансформатора указывают $U_{1н}$ ($U_{1х} = U_{1н}$) и $i_x = \frac{I_{1х}}{I_{1н}} \cdot 100\%$, а также мощность холостого хода

$$P_x = U_{1х} I_{1х} \cos \varphi_{1х}.$$

При холостом ходе потери на нагрев первичной обмотки трансформатора невелики, т.к. ток холостого хода мал. Обычно считают, что потери в режиме хх равны потерям в магнитопроводе трансформатора на гистерезис и вихревые токи, поэтому их называют *потери в стали*.

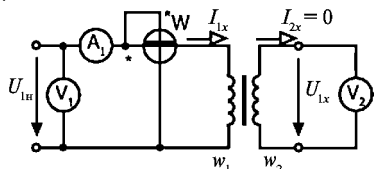


Рис. 10.6

$$I_{2х} = 0, U_{2х} = U_{2н}$$

$$P_W = P_x = \Delta P_{cm}$$

Хотя ток $I_{1х}$ составляет малую долю от номинального тока первичной обмотки, трансформаторы в режиме холостого хода нагружают сеть значительной *реактивной мощностью*,

$$\cos \varphi_x = \frac{P_{1х}}{U_{1н} I_{1х}}$$

близок к нулю, т.е. φ_x близок к $\frac{\pi}{2}$. Угол $\delta = \frac{\pi}{2} - \varphi_x$ называют *углом магнитных потерь*, это угол запаздывания фазы переменного магнитного потока Φ_{cr} относительно намагничивающего тока I_x .

Режим короткого замыкания (кз)

В режиме короткого замыкания вторичная обмотка трансформатора закорочена (в схеме включен амперметр, сопротивление которого $R_A = 0$), рис. 10.7.

К первичной обмотке подводят пониженное напряжение U_{1k} , составляющее проценты от номинального. В паспортных данных указывают $u_{1k}\%$,

$$u_{1k} = \frac{U_{1k}}{U_{1n}} \cdot 100\%.$$

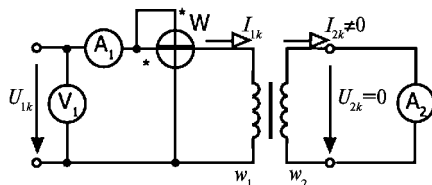


Рис. 10.7

При проведении опыта короткого замыкания режим задается по значению номинального тока в первичной обмотке I_{1n}

$$I_{1k} = I_{1n}.$$

$$I_{1n} = \frac{S_n}{U_{1n}},$$

где S_n — номинальная полная мощность трансформатора, указываемая в паспортных данных.

P_{1k} — активная мощность, измеряемая ваттметром, определяет мощность электрических потерь в обмотках (на нагрев обмоток трансформатора).

Если при закороченной вторичной обмотке на первичную обмотку подать номинальное напряжение U_{1n} , ($U_{1n} = U_{1k}$), то ток I_{1k} значительно превысит номинальный I_{1n} и обмотки трансформатора *сгорят*.

Чтобы предотвратить возможность аварийного режима, в цепь первичной обмотки трансформатора включают предохранители, рассчитанные на ток равный I_{1n} , которые при токе больше I_{1n} сгорают, разрывая цепь питания трансформатора.

Работа трансформатора под нагрузкой

При подключении нагрузки (приёмника) во вторичной обмотке появляется ток I_2 , рис. 10.8.

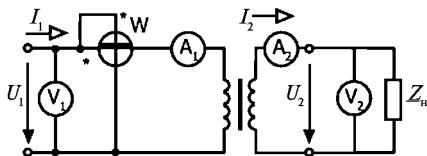


Рис. 10.8

С ростом тока нагрузки напряжение U_2 изменяется за счет наличия сопротивлений обмоток трансформатора.

10.1.5. Уравнения электрического и магнитного состояния трансформатора

Для анализа работы трансформатора в различных режимах используют его схему замещения, которая строится на основе его математической модели.

Уравнения электрического состояния

Для первичной обмотки трансформатора (рис. 10.9), имеющей активное сопротивление R_1 и индуктивность L_1 , по второму закону Кирхгофа

$$u_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + w_1 \frac{d\Phi_{\text{ст}}}{dt} \quad (10.1)$$

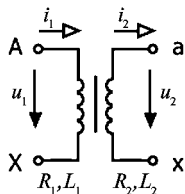


Рис. 10.9

Со стороны зажимов А, Х схема замещения первичной обмотки, рис. 10.10.

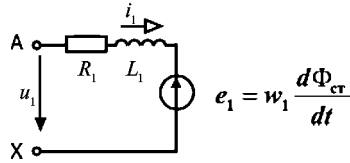


Рис. 10.10

Уравнение электрического состояния вторичной обмотки трансформатора

$$u_2 = w_2 \frac{d\Phi_{\text{ст}}}{dt} - R_2 i_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (10.2)$$

и соответственно схема замещения вторичной обмотки, рис. 10.11,

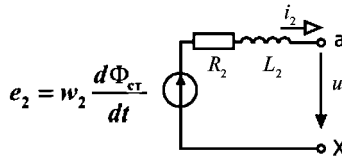


Рис. 10.11

где R_1 , L_1 — активное сопротивление и индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора, R_2 , L_2 — соответственно для вторичной обмотки трансформатора.

Уравнение магнитного состояния.

При неизменном значении напряжения на входе первичной обмотки трансформатора u_1 и относительной малости $R_1 i_1$ и $\Phi_{\text{р1}}$ напряжение

$$u_1 \approx w_1 \frac{d\Phi_{\text{ст}}}{dt}.$$

Тогда действующее значение напряжения равно

$$U_1 = \omega w_1 \Phi_{\text{ст}} = 4,44 f w_1 \Phi_{\text{ст.м}}. \quad (10.3)$$

Если $U_1 = \text{const}$, то постоянно и значение магнитного потока в стали, который создается магнитодвижущими силами обеих обмоток

$$w_1 i_1 - w_2 i_2 = w_1 i_{\text{лх}}. \quad (10.4)$$

Считая токи i_1 и i_2 , напряжения u_1 и u_2 , а также магнитный поток в стали $\Phi_{\text{ст}}$ синусоидальными, уравнения электрического и магнитного состояния трансформатора (10.1, 10.2 и 10.4) можно записать в комплексной форме

$$\dot{U}_1 = \underline{Z}_1 \dot{I}_1 + j \omega w_1 \dot{\Phi}_{\text{cr}}, \quad (10.5)$$

$$\dot{U}_2 = j \omega w_2 \dot{\Phi}_{\text{cr}} - \underline{Z}_2 \dot{I}_2, \quad (10.6)$$

$$w_1 \dot{I}_{1x} = w_1 \dot{I}_1 - w_2 \dot{I}_2, \quad (10.7)$$

где

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1 = R_1 + jX_1,$$

$$\underline{Z}_2 = R_2 + j\omega L_2 = R_2 + jX_2$$

комплексные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Схема замещения.

Согласно рис. 10.10 и 10.11 получаем схему замещения, рис. 10.12.

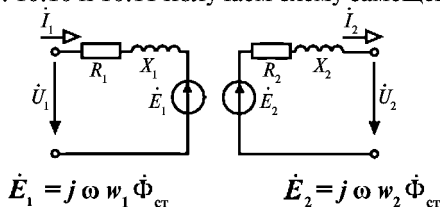


Рис. 10.12

Между обмотками нет электрической связи, связь только через магнитный поток в стали Φ_{cr} ; такая схема замещения неудобна для расчета. Для создания единой электрической связанной схемы замещения производят приведение параметров вторичной обмотки трансформатора к первичной, чтобы приравнять ЭДС обеих обмоток $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$.

10.1.6. Приведение параметров трансформатора и его схема замещения

При приведении параметров вторичной обмотки считают, что число витков вторичной обмотки равно числу витков первичной $w'_2 = w_1$. При этом изменяются ток, напряжение и сопротивления вторичной обмотки, новые их значения можно получить, если все члены уравнения (10.6) умножить на $\frac{w_1}{w_2} = k$.

Тогда получаем

$$\dot{U}_2 k = j \omega w_1 \dot{\Phi}_{\text{cr}} - (\underline{Z}_2 k^2) \dot{I}_2 / k$$

или

$$\dot{U}'_2 = \dot{E}_1 - \underline{Z}'_2 \dot{I}'_2. \quad (10.8)$$

Приведенные параметры вторичной обмотки трансформатора

$$\dot{U}'_2 = \dot{U}_2 k; \quad \dot{I}'_2 = \frac{\dot{I}_2}{k}; \quad \underline{Z}'_2 = \underline{Z}_2 k^2 \quad (10.9)$$

Схема замещения приведенной вторичной обмотки трансформатора, рис. 10.13.

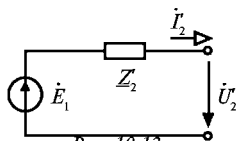


Рис. 10.13

С учетом приведения параметров можно построить Т-образную электрическую схему замещения трансформатора, рис. 10.14

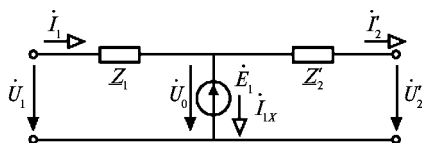


Рис. 10.14

Участок схемы с $\dot{E}'_1 = \dot{E}'_2 = \dot{U}_0$ можно заменить по принципу компенсации, рис. 10.15.

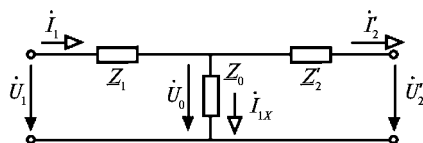


Рис. 10.15

Произведённое преобразование справедливо, т.к. МДС и мощность потерь в обмотке остаются неизменными.

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1; \quad \underline{Z}'_2 = R'_2 + jX'_2; \quad \underline{Z}_0 = R_0 + jX_0$$

R_1 и X_1 – активное и индуктивное сопротивления первичной обмотки;

R'_2 и X'_2 – приведенные активное и индуктивное сопротивления вторичной обмотки;

R_0 и X_0 – активное и индуктивное сопротивления ветви намагничивания.

Ветвь намагничивания на схемах замещения может изображаться и рассчитываться как *последовательное*, или как *параллельное* соединение элементов, рис. 10.16.

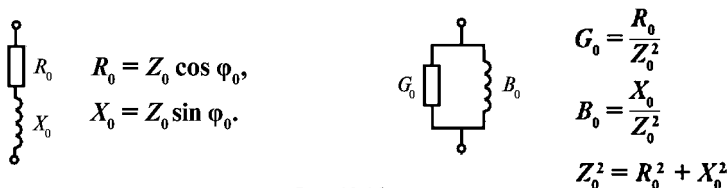


Рис. 10.16

Чаще используют более простую и удобную для расчета Γ -образную схему замещения трансформатора, рис. 10.17.

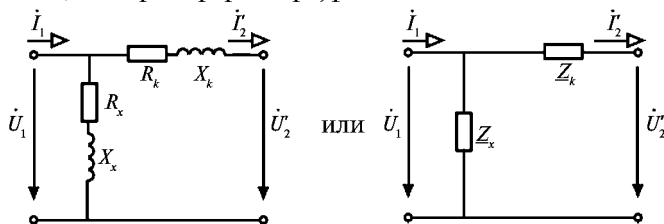


Рис. 10.17

С учетом структурных преобразований

$$R_k = R_1 + R_2'; \quad X_k = X_1 + X_2';$$

$$R_x = R_1 + R_0; \quad X_x = X_1 + X_0.$$

$Z_k = R_k + jX_k$ – входное комплексное сопротивление трансформатора в режиме короткого замыкания.

$Z_x = R_x + jX_x$ – входное комплексное сопротивление трансформатора в режиме холостого хода.

Сопротивления Z_x и Z_k определяют из опытов холостого хода и короткого замыкания трансформатора.

Полученная Γ -образная схема замещения трансформатора позволяет достаточно просто рассчитывать напряжение, ток в нагрузке трансформатора при заданных напряжениях источника \dot{U}_1 , т.к. она представляет параллельное соединение двух ветвей с сопротивлениями Z_x и $Z_k + Z_n'$ рис. 10.18.

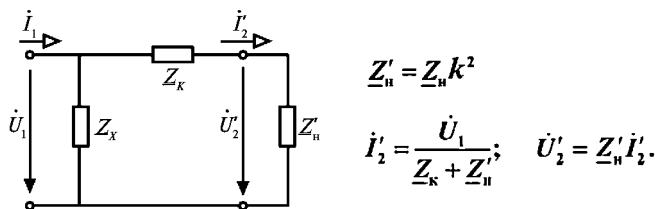


Рис. 10.18

Рассчитав по схеме замещения (рис. 10.8) \dot{I}'_2 и \dot{U}'_2 , определяют

$$\dot{I}_2 = \dot{i}'_2 \cdot k, \quad \dot{U}_2 = \frac{\dot{U}'_2}{k}.$$

Для получения результата необходимо знание параметров \underline{Z}_x и \underline{Z}_k , которые рассчитывают по данным опытов холостого хода и короткого замыкания трансформатора.

10.1.7. Определение параметров схемы замещения трансформатора

Параметры схемы замещения рассчитывают по паспортным данным, а при их отсутствии по экспериментальным данным опытов холостого хода (рис. 10.19) и короткого замыкания (рис. 10.20) трансформатора.

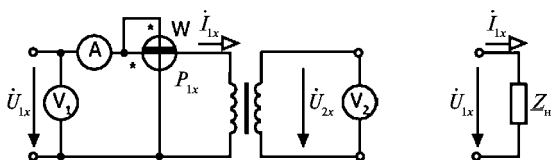


Рис. 10.19

Холостой ход трансформатора

Измеряют напряжение $U_{1x} = U_{1н}$, ток I_{1x} и мощность P_{1x} в режиме холостого хода.

$$Z_x = \frac{U_{1x}}{I_{1x}}, \quad \varphi_x = \arccos \frac{P_{1x}}{U_{1x} I_{1x}}. \quad (10.11)$$

Тогда $\underline{Z}_x = Z_x e^{j\varphi_x} = R_x + jX_x$, где $R_x = Z_x \cos \varphi_x$, $X_x = Z_x \sin \varphi_x$.

Из опыта холостого хода определяют коэффициент трансформации трансформатора

$$k = \frac{U_{1x}}{U_{2x}} = \frac{U_{1н}}{U_{2н}}. \quad (10.12)$$

Короткое замыкание трансформатора

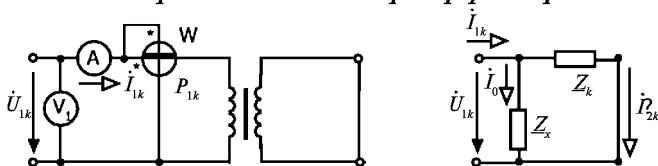


Рис. 10.20

Вследствие малости тока \dot{I}_0 можно принять $I_{1k} = I_{2k}$

$$I_{1k} = I_{2k} = \frac{S_n}{U_{1n}}$$

По измеренным значениям I_{1k} , U_{1k} и P_{1k} находят

$$Z_k = \frac{U_{1k}}{I_{1k}}, \varphi_k = \arccos \frac{P_{1k}}{I_{1k} \cdot U_{1k}}, \underline{Z}_k = Z_k e^{j\varphi_k} = R_k + jX_k, \quad (10.13)$$

где $R_k = Z_k \cos \varphi_k$, $X_k = Z_k \sin \varphi_k$

Схема замещения нагруженного трансформатора показана на рис. 10.21.

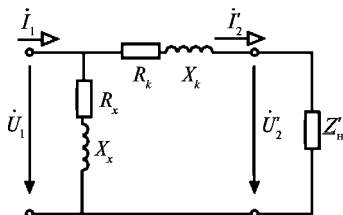


Рис. 10.21

10.1.8. Внешняя характеристика трансформатора

Внешней характеристикой трансформатора называют зависимость напряжения на зажимах вторичной обмотки U_2 от тока нагрузки I_2 при неизменных частоте, напряжении на первичной обмотке, рис. 10.22.

$$U_2 = f(I_2)$$

или в относительных единицах

$$\frac{U_2}{U_{2x}} = f(\beta),$$

$$\text{где } \beta = \frac{I_2}{I_{2n}}$$



Рис. 10.22

Трансформатор рассматривают как реальный источник питания приёмника, подключенного к его вторичной обмотке.

φ_n — сдвиг по фазе между током и напряжением в нагрузке трансформатора.

Чем больше ток нагрузки при активном и индуктивном сопротивлениях приёмника, тем меньше напряжение U_2 за счет падения напряжения на обмотках трансформатора.

В пределах изменения $0 \leq \beta \leq 1$ напряжение изменяется лишь на несколько процентов. Индуктивная нагрузка приводит к более резкому снижению напряжения чем чисто активная. При емкостной нагрузке наблюдается обратное, с ростом тока I_2 напряжение U_2 незначительно увеличивается.

Изменение напряжения U_2 за счёт тока нагрузки характеризуют величиной потери напряжения $\Delta U\%$

$$\Delta U\% = \frac{U_{2x} - U_2}{U_{2x}} \cdot 100\% \quad \text{или} \quad \Delta U\% = \frac{U_{1n} - U_2'}{U_{1n}} \cdot 100\% \quad (10.14)$$

для приведенных параметров трансформатора.

По упрощенной Г-образной схеме замещения трансформатора (рис. 10.23), не учитывающей ветвь намагничивания, в которую ответвляется малая часть тока I_0 (при этом $\dot{I}_1 \approx \dot{I}_2$), получаем уравнение

$$\dot{U}_1 = R_k \dot{I}_2 + jX_k \dot{I}_2 + \dot{U}_2'$$

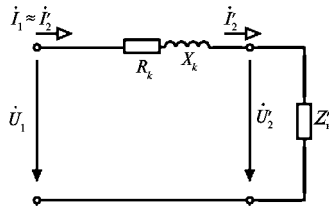


Рис. 10.23

Векторная диаграмма для этой схемы показана на рис. 10.24.

Из нее следует, что приблизительно ΔU соответствует отрезку AC с учетом масштаба.

Угол между векторами напряжений \dot{U}_1 и \dot{U}_2' очень мал, поэтому вместо \dot{U}_1 берем его проекцию на вектор \dot{U}_2' .

$$\Delta U = R_k I_2' \cos \varphi_n + X_k I_2' \sin \varphi_n,$$

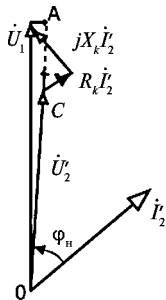


Рис. 10.24

в относительных единицах получаем выражение

$$\Delta U \% = \frac{U_k}{U_{1н}} \beta (\cos \varphi_k \cos \varphi_n + \sin \varphi_k \sin \varphi_n) \cdot 100\%, \quad (10.15)$$

дающее возможность оценить влияние нагрузки и параметров самого трансформатора на величину потери напряжения.

10.1.9. Потери и КПД трансформатора

В трансформаторе при его работе существуют электрические ΔP_{Σ} потери (потери в обмотках трансформатора на их нагрев) и магнитные $\Delta P_{\text{магн}}$ потери (потери в стали магнитопровода из-за вихревых токов и гистерезиса), рис. 10.25.

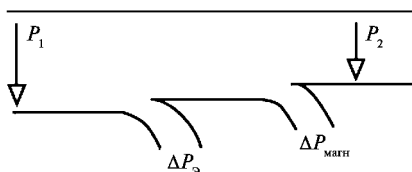


Рис. 10.25

$$\Delta P_{\Sigma} = R_k I_2'^2 = R_k I_1'^2 = R_k \cdot I_{1н}^2 \frac{I_1^2}{I_{1н}^2} = P_k \cdot \beta^2,$$

$$\Delta P_{\text{магн}} = P_{1x}.$$

P_1 — активная мощность энергии, потребляемая трансформатором от сети.

P_2 — активная мощность приемника.

$$P_2 = P_1 - \Delta P_{\Sigma} - \Delta P_{\text{магн}} = U_2 I_2 \cos \varphi_n = \beta S_n \cos \varphi_n.$$

Коэффициент полезного действия трансформатора

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}. \quad (10.16)$$

Подставляя в выражение для η значения P_1 и P_2 получаем (рис. 10.26)

$$\eta = \frac{\beta S_n \cos \varphi_n}{\beta S_n \cos \varphi_n + P_{1x} + \beta^2 P_k}. \quad (10.17)$$

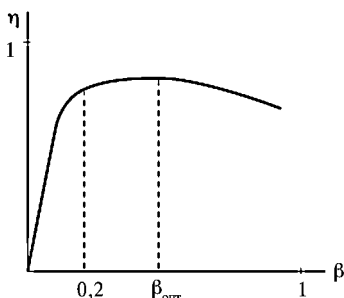


Рис. 10.26

Максимальное значение КПД трансформатора имеет при равенстве электрических и магнитных потерь и $\beta_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{P_x}{P_k}}$.

КПД трансформатора мало изменяется в интервале $0,2 \leq \beta \leq 1$ и максимум его не является ярко выраженным, рис. 10.16.

Трансформаторы большой мощности имеют потери 1–5% от номинальной мощности, у трансформаторов малой мощности КПД снижается до 70–90%.

10.1.10. Пример расчета трансформатора

В таблице 10.1 приведены экспериментальные данные 3-х режимов работы трансформатора, у которого $U_{\text{н}} = 220 \text{ В}$, $S_{\text{н}} = 160 \text{ ВА}$. В качестве нагрузки включены 4 резистора с номинальными сопротивлениями 100 Ом.

Таблица 10.1.

Режимы	$U_1, \text{В}$	$I_1, \text{А}$	$P_1, \text{Вт}$	$U_2, \text{В}$	$I_2, \text{А}$
хх $Z_{\text{н}} = \infty$	220	0,185	4,5	138,9	0
кз $Z_{\text{н}} = 0$	17,6	0,72	12,20	0	1,152
Нагрузка $4 \times 100 \text{ [Ом]}$ $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}}$	220	0,29	50	136,2	0,32

Требуется:

определить коэффициент трансформации,
построить Г-образную схему замещения,
рассчитать параметры схемы замещения,
определить по схеме замещения ток в нагрузке.

Решение.

Определение коэффициента трансформации трансформатора

$$n = \frac{U_{1x}}{U_{2x}} = \frac{220}{138,9} = 1,584.$$

Γ -образная схема замещения трансформатора приведена на рис. 10.27.

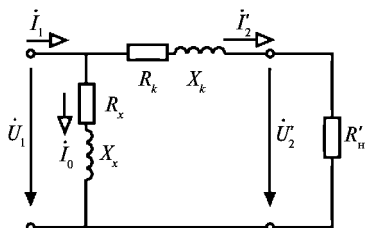


Рис. 10.27

$$R_n = \frac{U_2}{I_2} = \frac{136,2}{0,32} = 425,6 \text{ Ом}; R'_n = n^2 R_n = 1,584^2 \times 425,6 = 1067,85 \text{ Ом}.$$

Расчет параметров схемы замещения трансформатора

По данным опыта x_x определяем

$$Z_x = \frac{U_{1x}}{I_{1x}} = 1189,189 \approx 1189,2,$$

$$\varphi_x = \arccos \frac{P_{1x}}{U_{1x} I_{1x}} = \arccos \frac{4,5}{220 \times 0,185} = 83,65^\circ,$$

$$R_x = \frac{P_{1x}}{I_{1x}^2} = Z_x \cos \varphi_x \approx 131,5$$

$$X_x = \sqrt{Z_x^2 - R_x^2} = 1181,9$$

$$Z_x = 1189,2 e^{j83,6^\circ} = 131,5 + j1181,9.$$

По данным опыта k_z определяем

$$Z_k = \frac{17,6}{0,72} = 24,4,$$

$$\varphi_k = \arccos \frac{12,2}{17,6 \times 0,72} = 15,687^\circ,$$

$$R_k = \frac{12,2}{0,72^2} = 23,53$$

$$X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2} = Z_k \sin \varphi_k = 6,59.$$

Определение по схеме замещения тока в нагрузке $R_H = 400$ [Ом].

$$i'_2 = \frac{\dot{U}_1}{Z_k + Z'_H} = \frac{220}{23,53 + j6,59 + 1,584^2 \times 400} = \frac{220}{23,53 + j6,59 + 1003,62} =$$

$$= \frac{220}{1027,15 + j6,59} = \frac{220}{1027,17 e^{j0,37^\circ}} = 0,214 e^{-j0,37^\circ}.$$

$$i_2 = n \times i'_2 = 1,584 \times 0,214 e^{-j0,37^\circ} = 0,34 e^{-j0,37^\circ}.$$

$$I_2 = 0,34 \text{ А}$$

В результате эксперимента получено $I_2 = 0,32$ А. Это расхождение вызвано тем, что в расчете тока принимали $R_H = 400$ Ом, а как видно из третьего эксперимента действительное значение

$$R_H = \frac{U_2}{I_2} = 425,6 \text{ Ом.}$$

10.2. Трёхфазные трансформаторы

При передаче трёхфазного напряжения применяют трёхфазные повышающие и понижающие трансформаторы.

По конструктивному исполнению различают два типа трёхфазных трансформаторов: трёхфазные групповые и трёхфазные стержневые.

Групповой трёхфазный трансформатор

Каждая фаза трёхфазного группового трансформатора имеет свой магнитопровод и свои фазные обмотки, рис. 10.28. Такие трансформаторы используют при преобразовании напряжений большой мощности.

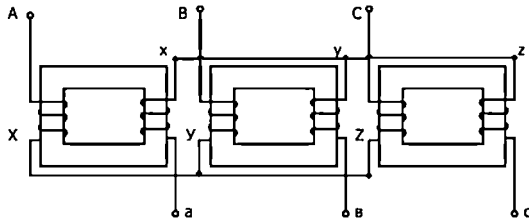


Рис. 10.28

Стержневой трансформатор

Первичная и вторичная обмотки каждой фазы помещают на одном стержне, рис. 10.29.

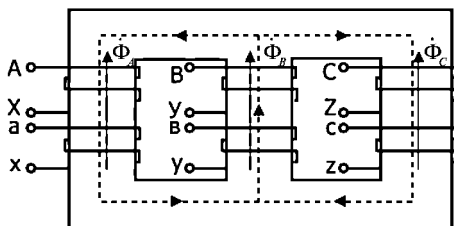


Рис. 10.29

Трансформаторы большой и средней мощности изготавливают трехстержневыми, т.к. они имеют меньший расход материала на магнитопровод, что делает их более дешёвыми.

При симметричной системе напряжений

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

Особенностью трёхфазного трансформатора является зависимость его коэффициента трансформации от способа соединения обмоток: звездой или треугольником.

Наибольшее распространение находят 3 группы соединения первичных обмоток (обозначаются начала и концы прописными буквами A, X; B, Y; C, Z) и вторичных обмоток (обозначаются строчными буквами a, x; b, y; c, z):

1. Соединение первичных и вторичных обмоток звездой Y/Y , рис. 10.30.

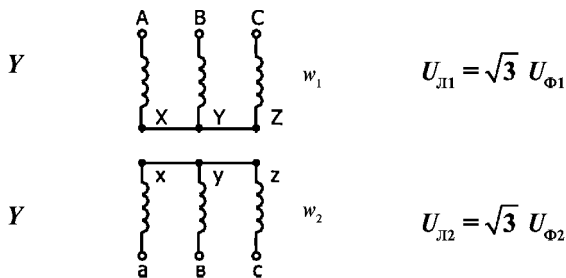


Рис. 10.30

2. Соединение первичных обмоток звездой, а вторичных — треугольником Y/Δ , рис. 10.31.

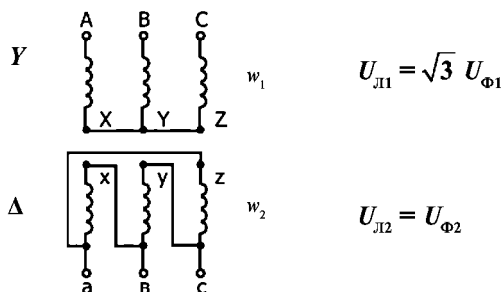


Рис. 10.31

3. Соединение первичных обмоток треугольником, а вторичных — звездой Δ/Y , рис. 10.32.

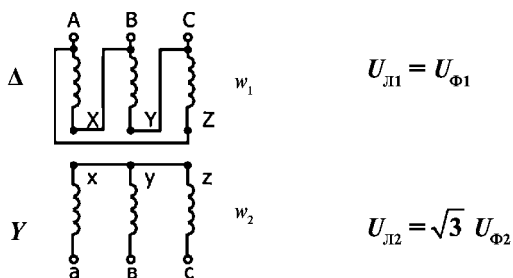


Рис. 10.32

Для фазных напряжений $\bar{k} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_{Ф2}}{U_{Ф1}}$.

При соединении Y/Y коэффициент трансформации $n = \frac{U_{Л2}}{U_{Л1}} = k$.

При соединении Y/Δ $n = \frac{U_{Л2}}{U_{Л1}} = k/\sqrt{3}$.

При соединении Δ/Y $n = \sqrt{3}k$.

Выбирая соответствующую форму соединения обмоток можно увеличивать или уменьшать коэффициент трансформации в $\sqrt{3}$ раз.

10.2.1. Параллельная работа трансформаторов

Для повышения мощности питания приёмников возможно параллельное включение трансформаторов, рис. 10.33.

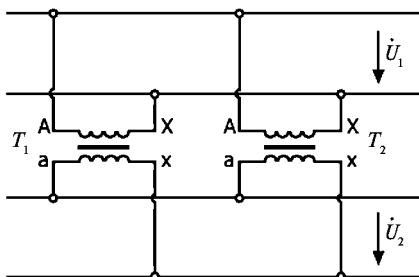


Рис. 10.33

При параллельном соединении трансформаторов должны выполняться условия:

- 1) коэффициенты трансформации всех трансформаторов должны быть равны $n_1 = n_2 = \dots = n_n$;
- 2) трансформаторы должны иметь равные напряжения короткого замыкания $u_{1k} = u_{2k} = \dots = u_{nk}$;
- 3) все трёхфазные трансформаторы должны иметь одинаковые группы соединения.

10.3. Измерительные трансформаторы

Для включения измерительных приборов в электроустановках переменного тока большой мощности и напряжением выше 1000 В используются трансформаторы тока и трансформаторы напряжения.

У трансформатора тока первичная обмотка обычно состоит из одного или нескольких витков и включается последовательно в измеряемую цепь (маркируется буквами L_1, L_2), рис. 10.34.

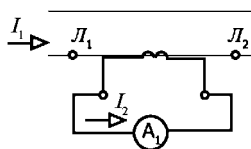


Рис. 10.34

К зажимам вторичной обмотки трансформатора тока подключают амперметр или последовательные обмотки ваттметра, фазометра.

Обмотки этих измерительных приборов имеют малое сопротивление, поэтому можно считать, что трансформатор тока работает в режиме короткого замыкания.

При *отключении прибора* или его замене *вторичная обмотка* обязательно *должна быть закорочена* (т.к. в противном случае на вторичной обмотке возникает опасное для работы оператора очень большое напряжение до тысяч вольт, увеличиваются и потери в магнитопроводе, трансформатор может сгореть).

Стандартные номинальные первичные токи трансформаторов тока от 5 до 15000 А, номинальный вторичный ток 5 А.

К вторичной обмотке подсоединяют приборы с номинальным током 5А. Цена деления прибора определяется по номинальному току первичной обмотки трансформатора.

В трансформаторе напряжения к вторичной обмотке трансформатора напряжения (рис. 10.35) подключают приборы, имеющие большое сопротивление. Можно считать, что трансформаторы напряжения работают в режиме холостого хода. Вторичная обмотка заземлена, рис. 10.22. Коэффициент трансформации выбирается таким, чтобы $U_2 = 100 \text{ В}$. Шкала измерительного прибора градуируется с учетом коэффициента трансформации.

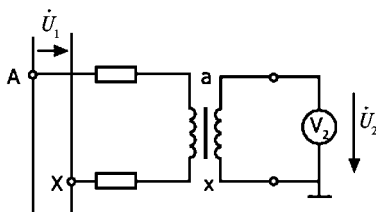


Рис. 10.35

10.4. Автотрансформатор

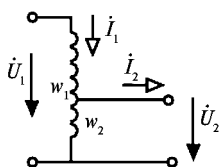


Рис. 10.36

В автотрансформаторе вторичной обмоткой является часть витков w_2 первичной обмотки w_1 , рис. 10.36. Между обмотками имеется не только магнитная, но и электрическая связь.

$$k = \frac{w_2}{w_1} = \frac{E_2}{E_1} \approx \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{I_1}{I_2}$$

Через общую часть обмоток протекают токи I_1 и I_2 , направленные встречно. Их разность оказывается небольшой при небольшом коэф-

фициенте трансформации ($n = 1,2 \div 2$), поэтому обмотку можно выполнять из более тонкого провода, что приводит к экономии количества меди.

Плавное регулирование напряжения U_2 осуществляется перемещением скользящего контакта по виткам обмотки (в ЛАТРах).

При ступенчатом регулировании выходного напряжения U_2 делается ряд отводов от обмотки автотрансформатора.

10.5. Электротермические установки

10.5.1. Классификация электротермических установок

Электротермическую технологию применяют для получения ряда высококачественных материалов, нагрева заготовок перед обработкой давлением, термической обработки деталей и др.

Особенностями электрического нагрева являются: достижение высоких температур, сравнительно простое управление и отсутствие загрязнений, возможность нагрева в вакууме без промежуточных теплоносителей. На рис. 10.37 приведена классификация электротермических установок.

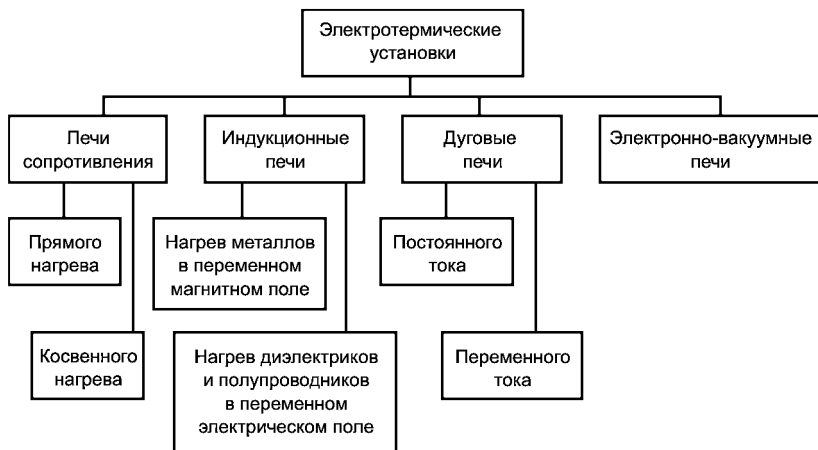


Рис. 10.37

10.5.2. Печи сопротивления

В печах сопротивления тепловыделение происходит за счет постоянного или переменного тока в резистивных нагревательных элементах. Выделяемая электрическая мощность

$$P = RI^2 \quad (10.18)$$

практически вся превращается в тепловую.

В печах прямого нагрева ток протекает непосредственно по нагреваемому материалу. Такие установки называют сварочными аппаратами и применяют для сварки штабиков вольфрама или молибдена, полученных прессованием порошков. Ток сварки выбирают в диапазоне 87 – 93 % от тока плавления и он составляет, например, для штабика вольфрама размером 1×1×50 см 2,5 кА, а для штабика 4×4×65 см — 12 кА. При этом выделяется мощность 49,5 и 254 кВт соответственно.

В печах косвенного нагрева материал нагревают специальные нагревательные элементы. К материалам нагревательных элементов предъявляются требования термостойкости (отсутствие взаимодействия с окружающей средой при высокой температуре), термочпрочности (сохранение механических свойств), стабильности характеристик, обрабатываемость (возможность изготовления элементов произвольной формы), высокое значение удельного сопротивления, чтобы можно было изготавливать элементы достаточно большого поперечного сечения при не слишком низком напряжении. В табл. 10.2 приведены характеристики основных материалов, применяемых в качестве нагревательных элементов печей сопротивления.

Таблица 10.2.

Материал	Диапазон раб. температур °С	ρ при 20 °С Ом.мм/м	ρ при t раб.	Атмосфера	Сортамент
Фехраль Х13Ю4	500	412	1,39	воздух	проволока, лента
Нихром Х20 Н80	1000	1,09	1,26	воздух	проволока, лента
Карборунд (карбид кремния)	1600	800	3000	воздух	трубки, стержни
Дисилицид молибдена	1700	0,3	3,9	воздух	U-образные стержни
Молибден	2000	0,05	0,63	водород	листы, лента
Вольфрам	3000	0,055	1,06	водород	проволока, лента
Графит	2500	40	8	инертные газы	спец. формовка
Уголь	2000	16	18	инертные газы	спец. формовка

Изменение сопротивления в десятки раз за счет температуры (молибден, вольфрам) или за счет старения (карбид кремния) требует регулирования напряжения источника питания в 1,5 – 2,5 раза. Для этого нагреватели включают через трансформатор с отводами, которые переключают по мере старения нагревателя или применяют регулируемый источник питания на тиристорах.

Печи большой мощности секционируют и включают в трехфазную сеть так, чтобы нагрузка фаз была симметричной.

10.5.3. Трансформаторы для электротермических установок

Для работы электротермических установок (сварочных аппаратов, различных электрических печей) применяют специальные трансформаторы.

У *сварочных трансформаторов* ток короткого замыкания не должен превышать номинальный более чем на 20 – 40%. Это достигается увеличением у таких трансформаторов магнитных потоков рассеяния, включением дополнительных катушек индуктивности или снабжением их дополнительными обмотками на общем магнитопроводе.

Для *электрических печей сопротивления* требуется понижение напряжения до 2 – 10 В при прямом нагреве либо до 380/220 В при косвенном. Характерной чертой трансформаторов для таких печей является наличие большого числа (от 2 до 16) отводов – ступеней регулирования вторичного напряжения. Этим обеспечивается возможность изменения напряжения в широких пределах: 5 – 17 или 30 – 200 В.

Для *дуговых электрических печей* применяют специальные трансформаторы с повышенной перегрузочной способностью и высокой механической прочностью обмоток. Для уменьшения эксплуатационных токов короткого замыкания и повышения устойчивости горения дуг необходимы трансформаторы с повышенным реактивным сопротивлением или дополнительные реакторы.

В *индукционных электротермических установках* трансформаторы обеспечивают согласование индукторов с генераторами высокой частоты. Вследствие большого магнитного рассеяния у таких установок $\cos \varphi = 0,03 \div 0,1$, поэтому для компенсации реактивной мощности устанавливают батареи конденсаторов. При $f < 8$ кГц такие трансформаторы изготавливают со стальным магнитопроводом. При более высоких частотах применяют ферритовые магнитопроводы или воздушные трансформаторы.

10.5.4. Индукционные печи

В индукционных печах нагрев проводящего материала (металла) осуществляют за счет вихревых токов, индуцируемых в объеме или на поверхности материала переменным магнитным полем, создаваемым специальной катушкой индуктором.

$$P_{\text{ул}} = \mu_0 \mu'' \omega H^2$$

В зависимости от частоты источника питания индуктора индукционные печи подразделяют на печи промышленной частоты и печи с питанием от генератора высокой частоты.

По технологическому назначению печи делят на плавильные и нагревательные.

Плавильные печи бывают:

1) каналные, в которых канал печи постоянно заполнен жидким металлом с практически постоянной температурой;

2) тигельные, в которых нагрев и плавка шихты происходит в специальном сосуде-тигле и в процессе работы печи существенно изменяются электрические свойства нагреваемого материала;

3) гарнисажные, в которых плавка проводится под слоем шихты;

4) взвешенные — расплавляемый материал удерживается во взвешенном состоянии электромагнитными силами взаимодействия токов в индукторе и материале;

5) зонной плавки, где плавление и кристаллизация материала происходит в локальной области, которая перемещается вдоль стержня материала;

б) струйные.

При воздействии переменного магнитного поля на проводящую среду проявляется магнитный поверхностный эффект, состоящий в том, что внутренние слои материала экранируются и магнитное поле и связанные с ним вихревые токи вытесняются на поверхность материала. Глубина проникновения волны

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \gamma}} \quad (10.19)$$

зависит от частоты переменного тока ω , магнитной проницаемости материала μ и удельной проводимости γ .

Если размер нагреваемого объекта меньше глубины проникновения Δ то такой объект называется *прозрачным* для электромагнитной волны и нагрев его происходит по всему объёму.

Если размер нагреваемого объекта больше Δ , то его называют *непрозрачным* и нагрев происходит только в поверхностной зоне объекта.

Мощность, выделяемая в нагреваемом объекте

$$P = I_{\text{н}}^2 R_{\text{н}} F, \tag{10.20}$$

где $I_{\text{н}}$ — ток в нагрузке индуктора, $R_{\text{н}}$ — активное сопротивление нагрузки, F — коэффициент, зависящий от формы объекта и отношения характеристического размера объекта r к глубине проникновения Δ . Для прозрачных объектов F стремится к 1, а для непрозрачных $F < 1$ и при $r \rightarrow 0$ также стремится к нулю.

Индукционные печи имеют низкий коэффициент мощности ($\cos \varphi = 0,01 \div 0,7$) поэтому для их работы необходимо ставить компенсирующие конденсаторы.

Индукционный нагрев диэлектрических и полупроводниковых материалов осуществляют в переменном электрическом поле, для этого их помещают между обкладками рабочего конденсатора, на которые подается напряжение высокой частоты. Удельная мощность тепловыделения в материале

$$P_{\text{уд}} = \varepsilon_0 \varepsilon'' \omega E^2,$$

где ε_0 — электрическая постоянная, ε'' — мнимая часть комплексной диэлектрической проницаемости материала, E — действующее значение напряженности электрического поля.

10.5.5. Дуговые печи

В дуговых печах для нагрева используют электрическую дугу — мощный электрический разряд в газовой среде или в вакууме. На рис. 10.38 дана типичная вольт-амперная характеристика электрической дуги высокой интенсивности при различных длинах дуг.

Дуговые печи бывают прямого и косвенного действия. В первом случае нагреваемый материал служит одним из электродов и участвует

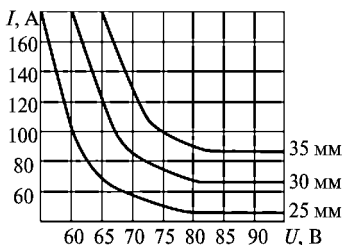


Рис. 10.38

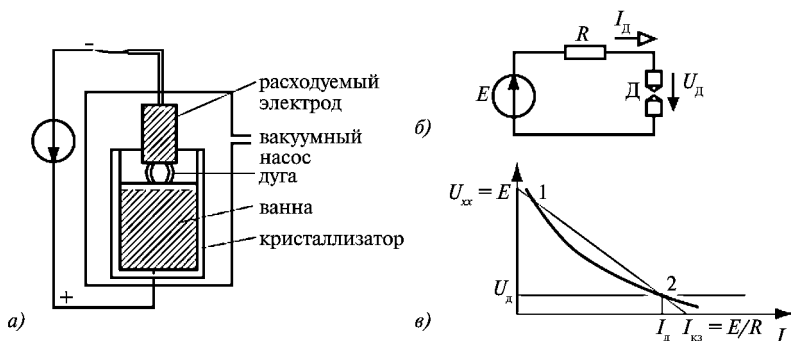


Рис. 10.39

в образовании дуги. Во втором — энергия дуги излучением передается нагреваемому материалу.

Дуга постоянного тока применяется в вакуумно-дуговых печах прямого действия, например, для переплавки и очистки титана или циркония. На рис. 10.39 а изображена вакуумно-дуговая печь. Она содержит расходующий электрод из переплавляемого материала, охлаждаемый водой кристаллизатор, в верхней части которого имеется слой жидкого металла — ванна. Между ванной и расходующим электродом горит дуга. На рис. 10.39 б представлена схема замещения печи, а на рис. 10.39 в — графический расчет тока и напряжения на дуге как точки пересечения вольт-амперных характеристик дуги и линейного активного двухполюсника. Точка 1 соответствует неустойчивому, а точка 2 — устойчивому режиму горения дуги.

Управление током дуги осуществляют изменением напряжения источника питания E (при этом прямая линия перемещается параллельно самой себе), сопротивления R (изменяется $I_k = E/R$ и наклон этой прямой) или изменением расстояния между электродами (изменяется вольт-амперная характеристика дуги: при сближении электродов кривая опускается, а при раздвижении — поднимается).

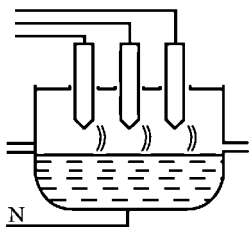


Рис. 10.40

Дуга переменного тока зажигается и гаснет дважды на каждом периоде. Применяют трехфазные печи прямого нагрева (рис. 10.40) с угольными электродами, например, сталеплавильные дуговые

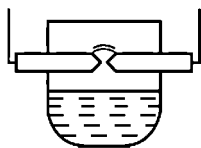


Рис. 10.41

печи, а также печи косвенного действия с дугой переменного тока (рис. 10.41).

Для увеличения устойчивости и продолжительности горения дуги последовательно с электродами включают катушку индуктивности. Для схемы замещения цепи дуги переменного тока (рис. 10.42) можно построить векторную диаграмму (рис. 10.43).

Здесь дуга заменена переменным активным сопротивлением, изменяющимся от нуля при коротком замыкании до бесконечности при холостом ходе. При любом сопротивлении дуги

$$I\sqrt{(R_k + R_d)^2 + X_k^2} = E$$

и конец вектора суммы напряжений на дуге и сопротивлениях R_k и X_k описывают часть окружности

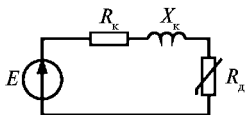


Рис. 10.42

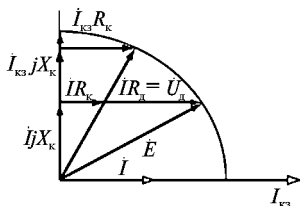


Рис. 10.43

10.5.6. Плазмотроны

Плазмотрон — это устройство, осуществляющее преобразование электрической энергии в тепловую с помощью электрического разряда в потоке газа, который, нагреваясь до состояния низкотемпературной плазмы, направляется на нагреваемый объект.

Различают дуговые плазмотроны, в которых энергию преобразуют с помощью электрической дуги между специальными электродами, и индукционные (высокочастотные). В последнем случае газ протекает через индуктор с высокочастотным электромагнитным полем, возбуждающим в газе безэлектродный разряд. Отсутствие электродов делает поток плазмы более чистым, свободным от примесей. Однако такие установки требуют сложных и дорогих источников питания.

Плазмотроны позволяют получить плазму с высоким энергосодержанием (до 300 кВт/см³) и температурой (до 40000 К) при направленном воздействии теплового потока.

Глава одиннадцатая. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

11.1. Общая характеристика электрических машин	302
11.2. Электрические машины переменного тока	303
11.2.1. Вращающееся магнитное поле ротора	303
11.2.2. Вращающееся магнитное поле статора	303
11.2.3. Результирующее магнитное поле	305
11.3. Асинхронные машины	306
11.3.1. Устройство трёхфазной асинхронной машины	306
11.3.2. Принцип действия асинхронного двигателя	307
11.3.3. Режимы работы асинхронной машины	308
11.3.4. Уравнения и схема замещения одной фазы асинхронной машины.	308
11.3.5. Преобразование энергии в асинхронной машине	310
11.3.6. Механическая характеристика асинхронной машины.	311
11.3.7. Способы пуска асинхронных двигателей	313
11.4. Синхронные машины.	314
11.4.1. Устройство синхронной машины	314
11.4.2. Принцип действия синхронной машины	315
11.4.2.1. Синхронный двигатель	315
11.4.2.2. Синхронный генератор.	316
11.4.3. Уравнения и схема замещения одной фазы синхронной машины.	316
11.4.4. Векторные диаграммы синхронных машин	317
11.4.5. Момент синхронного двигателя	319
11.4.6. Схемы пуска	319
11.5. Машины постоянного тока	321
11.5.1. Устройство машин постоянного тока	321
11.5.2. Принцип действия генератора постоянного тока.	322
11.5.3. Генератор постоянного тока	323
11.5.3.1. Генератор с независимым возбуждением	323
11.5.3.2. Генераторы с параллельным возбуждением	325
11.5.3.3. Генераторы со смешанным возбуждением	326
11.5.4. Двигатель постоянного тока	327
11.5.4.1. Двигатели с независимым возбуждением	327
11.5.4.2. Двигатели постоянного тока с параллельным, последовательным и смешанным возбуждением	330
11.6. Сравнительные характеристики и области применения электрических машин	334
11.7. Выбор электрических двигателей.	335
11.7.1. Общие положения	335
11.7.2. Нагрев и охлаждение двигателя	337
11.7.3. Режимы работы электрических двигателей.	339
11.7.4. Выбор двигателя по мощности при продолжительном режиме работы	340
11.7.5. Выбор двигателя для повторно-кратковременного режима работы	346
11.7.6. Выбор двигателя для кратковременного режима работы.	347
11.7.7. Единые серии асинхронных двигателей.	348

Глава одиннадцатая.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

11.1. Общая характеристика электрических машин

Электрические машины выполняют функции двигателей и генераторов.

В генераторах осуществляется преобразование механической энергии в электрическую.

В двигателях — электрическая энергия преобразуется в механическую.

Электрические машины обладают свойством *обратимости*: одна и та же машина может работать как двигатель или как генератор в зависимости от того какую энергию она преобразует. Генератор и двигатель различаются расчетными и конструктивными особенностями.

В зависимости от вида электрической энергии различают машины *постоянного тока* и *машины переменного тока*, которые в свою очередь подразделяются на *асинхронные* и *синхронные машины*, рис. 11.1.

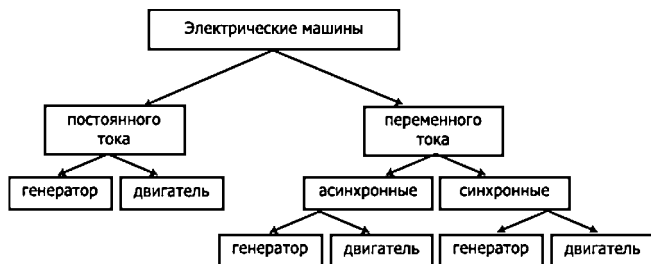


Рис. 11.1

В основе действия всех машин лежат явления:

- индуцирование ЭДС в проводнике при его движении в магнитном поле (закон электромагнитной индукции Фарадея);
- возникновения электромагнитных сил, действующих на проводник с током в магнитном поле, (сила Ампера).

В машинах *постоянного тока* магнитное поле *неподвижно*.

В машинах *переменного тока* магнитное поле *вращается*.

Электрическая машина имеет неподвижную часть — статор и подвижную часть — ротор.

11.2. Электрические машины переменного тока

Для понимания принципа действия машины рассмотрим создание вращающегося магнитного поля ротора и статора.

11.2.1. Вращающееся магнитное поле ротора

Вращение постоянного магнита со скоростью Ω создает магнитное поле, вращающееся с той же скоростью. Такая же картина имеет место в электрических машинах переменного тока, если ротор представляет собой постоянный магнит или электромагнит. У явнополюсного ротора магнитопровод из ферромагнитного материала имеет ярко выраженные выступы – полюсы, на которых размещены катушки, рис. 11.2 а, б.

Неявнополюсный ротор выполнен в виде цилиндра, на котором размещена распределенная по пазам обмотка, рис. 11.2 в, г. Важным параметром ротора является число пар полюсов p .

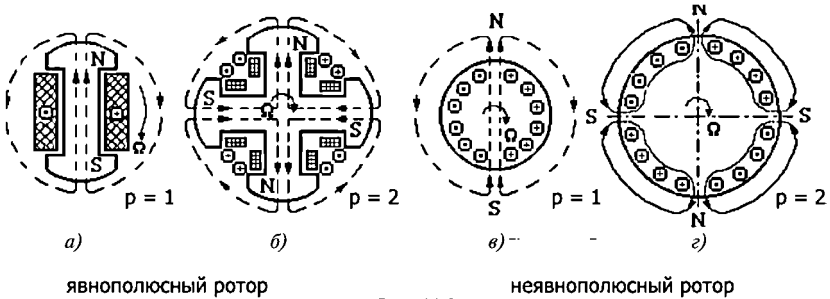


Рис. 11.2

У многополюсных роторов ($p > 1$) северные и южные полюсы чередуются. При $2p > 4$ роторы изготовляют явнополюсными.

Форма полюсов и распределение обмотки ротора должны быть такими, чтобы в любой точке воздушного зазора между ротором и статором магнитная индукция при вращении ротора изменялась по синусоидальному закону:

$$B(t) = B_m \sin(p\Omega t).$$

За один оборот ротора направление вектора индукции изменится на противоположное p раз.

11.2.2. Вращающееся магнитное поле статора

Статор синхронных и асинхронных машин имеет магнитопровод, представляющий собой полый цилиндр, в пазы которого уложена распределенная трёхфазная обмотка.

Вращающееся магнитное поле статора образуется при протекании трёхфазного тока в обмотках статора, рис. 11.3.

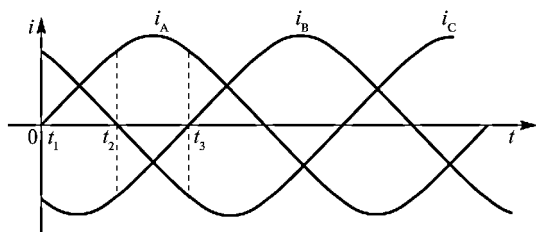


Рис. 11.3

Оси обмоток статора смещены в пространстве на угол 120° .

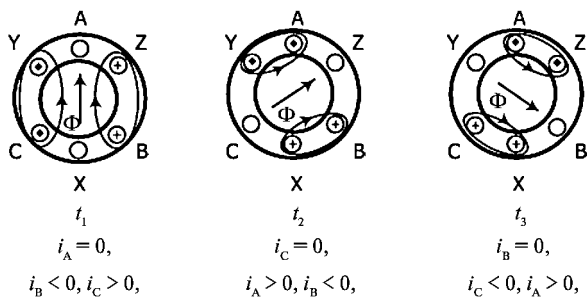


Рис. 11.4

На рис. 11.4 даны сечения магнитопровода статора с одинаковыми фазными обмотками. Стрелкой показано направление магнитного поля, создаваемого обмотками статора AX, BY, CZ, для трех моментов времени t_1 , t_2 , t_3 . Направление токов указано точкой и крестиком, направление магнитного поля определено по правилу правого винта. Как видно из рисунка для $p = 1$ результирующее магнитное поле вращается в пространстве со скоростью $\Omega_0 = \omega$.

Условием создания вращающегося магнитного поля неподвижными обмотками статора является:

- подача трёхфазного напряжения на обмотки статора;
- пространственное смещение обмоток статора на угол 120° .

Обмотка статора, так же как и ротора, может образовывать несколько магнитных полюсов. При этом каждая фаза обмотки делится на p частей, разнесенных по внутренней поверхности статора. За один период изменения синусоидального тока оси магнитных полюсов перемещаются в пространстве на угол $2\pi/p$. Скорость вращения магнитного поля зависит от частоты переменного тока в обмотках и числа пар полюсов:

$\Omega_0 = 2\pi f/p$ — скорость вращения магнитного поля;

$n_0 = 60 f/p$ — частота вращения магнитного поля.

Направление вращения магнитного поля определяется порядком чередования фаз. Вектор максимальной магнитной индукции перемещается в сторону оси катушки с отстающим по фазе током.

Вращающееся магнитное поле может быть образовано также при подаче однофазного напряжения на две обмотки статора, если оси обмоток взаимно перпендикулярны, а токи i_1 и i_2 сдвинуты в них по фазе на угол $\pi/2$, рис. 11.5. Отклонение от симметричности системы токов приводит к эллиптичности вращающегося магнитного поля.

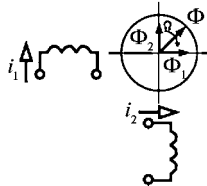


Рис. 11.5

11.2.3. Результирующее магнитное поле

Результирующее магнитное поле машины создается при наложении магнитных полей статора и ротора.

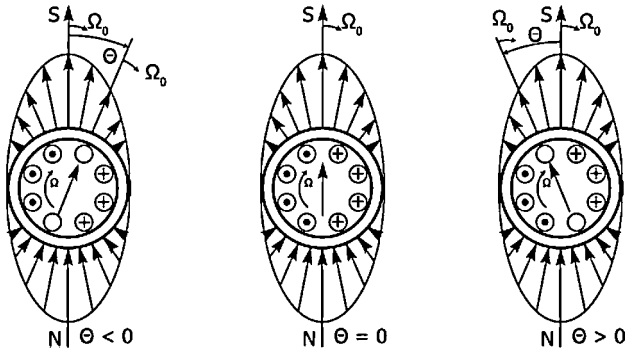


Рис. 11.6

На рисунке 11.6 показаны относительные положения осей магнитного поля ротора и результирующего магнитного поля статора и ротора в генераторном ($\theta < 0$) и двигательном ($\theta > 0$) режимах их работы и при холостом ходе ($\theta = 0$). У асинхронных машин $\Omega \neq \Omega_0$, у синхронных $\Omega = \Omega_0$.

Явление вращения магнитного поля при вращении постоянного магнита было открыто в 1824 г. французским ученым Домиником Франсуа Жак Араго (1786 — 1853).

Сербский учёный, Николла Тесла (1856 — 1943), открыл явление вращающегося магнитного поля (1882 г.), которое создавалось посредством неподвижных электромагнитов, укрепленных на станине, за счёт притяжения и отталкивания магнитных полюсов. Он разработал проект двухфазных двигателей, изготовил первую в мире модель электродвигателя переменного тока. Недостатком конструкции этого двигателя были выступающие полюса статора с сосредоточенной обмоткой. Двухфазная система требовала четырёх проводов, что удорожало сооружение электропередачи.

Одновременно с Н. Тесла итальянский электротехник Галилео Феррарис (1847 — 1897) математически доказал возможность возникновения вращающегося магнитного поля при взаимно-перпендикулярном расположении двух обмоток, к которым подводятся синусоидальные токи, сдвинутые по фазе на 90° . Медный цилиндр, помещенный в это вращающееся магнитное поле, и закрепленный на валу, вращался.

Ротор (медный цилиндр) в двигателе Феррариса, имел небольшое сопротивление, но медь немагнитный материал, поэтому КПД такого двигателя был небольшим.

Выдающийся электротехник Михаил Осипович Доливо-Добровольский (1862 — 1919), чех по происхождению, родившийся и воспитывавшийся в России, дал миру уникальный трехфазный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором. Разработанная Доливо-Добровольским обмотка ротора типа «беличьей клетки» сохранилась в первоизданном виде до наших дней.

Патент на изобретение обмотки ротора в виде «беличьей клетки» им был получен в 1889 г. Выполнение ротора в виде стального цилиндра приводит к уменьшению магнитного сопротивления; обмотка ротора, состоящая из медных стержней, расположенных по периметру цилиндра и закороченных по торцам медными кольцами, имеет малое электрическое сопротивление.

Трёхфазный асинхронный двигатель отличается удивительной простотой, надёжностью и занимает господствующее положение в системе промышленного электропривода.

В 1890 г. Доливо-Добровольский получает патент на изобретение двигателя с фазным ротором и пусковым реостатом (обмотка ротора выполнялась трехфазной, к ней с помощью колец и щёток в момент пуска включалось большое сопротивление, значительно уменьшавшее пусковой ток).

В 1892 г. Доливо-Добровольский разрабатывает ротор с двойной «беличьей клеткой».

Им был также разработан трёхфазный синхронный генератор.

11.3. Асинхронные машины

11.3.1. Устройство трёхфазной асинхронной машины

Статор состоит из станины, в которой крепится магнитопровод, представляющий полый цилиндр (рис. 11.7 а), набранный из тонких (0,5 мм) листов электротехнической стали, изолированных друг от друга лаком для уменьшения потерь на вихревые токи (рис. 11.7 б). Распределенная трёхфазная обмотка укладывается в пазы по внутренней поверхности статора, рис. 11.7 а. Оси катушек смещены в пространстве на 120° .

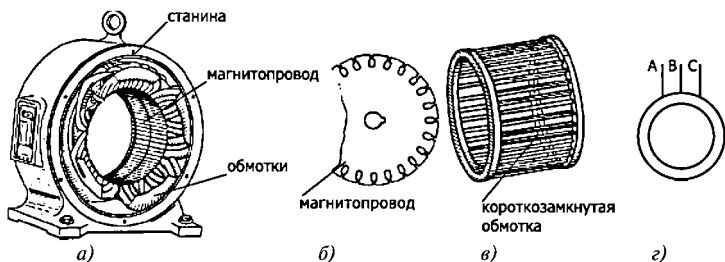


Рис. 11.7

Магнитопровод ротора асинхронной машины (рис. 11.7 б) также набирают из листов электротехнической стали. Короткозамкнутую обмотку ротора выполняют в виде стержней, расположенных вдоль внешней поверхности цилиндра с небольшим скосом и замкнутых между собой на торцах (обмотки типа беличьего колеса), рис 11.7 в.

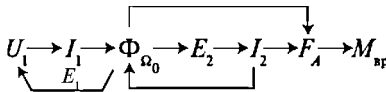
Условное обозначение асинхронной машины с короткозамкнутым ротором показано на рис. 11.7 г.

Кроме того, бывают роторы с распределенной трёхфазной обмоткой, обычно соединенной звездой, концы которой подключены к контактным кольцам. Такие роторы называют *фазными* или *роторами с кольцами*.

11.3.2. Принцип действия асинхронного двигателя

При подключении трёхфазного напряжения U_1 на пространственно смещённые обмотки статора образуется вращающееся со скоростью Ω_0 магнитное поле Φ . Оно индуцирует ЭДС $E_2 = c\Phi\Omega_0$ в неподвижных проводниках ротора и в них появляется ток I_2 . На проводники с током обмотки ротора, находящиеся во вращающемся магнитном поле статора, действует механическая сила F_A , создающая вращающий момент $M_{вр}$.

Направление ЭДС E_2 определяют по правилу правой руки. Направление действия силы Ампера F_A определяют по правилу левой руки, рис. 11.8.



Если $M_{вр} > M_{торм}$, ротор получит ускорение в направлении вращения магнитного поля. При равенстве этих моментов устанавливается скорость вращения ротора Ω .

В асинхронных машинах всегда $\Omega < \Omega_0$, т.к. для образования ЭДС E_2 необходимо, чтобы скорость вращения ротора Ω и магнитного поля Ω_0 отличались друг от друга. Мерой этого отличия является скольжение s .

$$s = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} = \frac{n_0 - n}{n_0}. \quad (11.1)$$

При $s = 0$, т.е. $\Omega = \Omega_0$, имеем $E_2 = c\Phi(\Omega_0 - \Omega) = c\Phi s\Omega_0 = 0$ и $I_2 = 0$. Ротор тормозится и в установившемся режиме $\Omega \neq \Omega_0$.

Частота тока в обмотках статора f_1 .

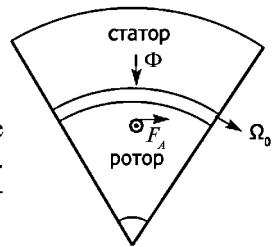


Рис. 11.8

Частота тока в обмотках ротора $f_2 = sf_1$.

Скорость вращения магнитного поля ротора относительно ротора

$$\Omega_{2s} = 2\pi f_2 = 2\pi f_1 s = \Omega_0 s.$$

Магнитное поле ротора вращается с той же скоростью, что и магнитное поле статора Ω_0 .

$$\Omega_2 = \Omega_{2s} + \Omega = s\Omega_0 + (1-s)\Omega_0 = \Omega_0.$$

11.3.3. Режимы работы асинхронной машины



Рис. 11.9

В режиме генератора ротор возбужденной трёхфазной машины приводится во вращение посторонним двигателем $\Omega > \Omega_0$. ЭДС и направления токов в обмотке ротора изменятся на обратные. Энергия будет передаваться от ротора к статору, рис. 11.9.

11.3.4. Уравнения и схема замещения одной фазы асинхронной машины

Уравнение для одной фазы цепи статора асинхронной машины аналогично уравнению для первичной обмотки трансформатора:

$$u_1 = i_1 R_1 + w_1 d\Phi/dt + L_p di_1/dt, \quad (11.2)$$

где $i_1 R_1$ — падение напряжения на активном сопротивлении обмотки статора;

$w_1 d\Phi/dt$ — ЭДС, индуцируемая в обмотке статора вращающимся результирующим магнитным полем;

$L_p di_1/dt$ — ЭДС, обусловленная магнитным потоком рассеяния, который создается током в обмотке статора. Переходя к комплексным действующим значениям, получаем

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \underline{Z}_1 \dot{I}_1 + j\omega_1 w_1 \dot{\Phi}, \\ \underline{Z}_1 &= R_1 + j\omega L_{1p} = R_1 + jX_1. \end{aligned} \quad (11.3)$$

Для обмотки ротора, аналогичной вторичной обмотке трансформатора в режиме короткого замыкания ($U_2 = 0$), получим

$$\begin{aligned} j\omega_2 w_2 \dot{\Phi} = \dot{E}_2 = R_2 \dot{I}_2 + j\omega_2 L_{2p} \dot{I}_2, \\ \underline{Z}_2 = R_2 + jX_2. \end{aligned} \quad (11.4)$$

Частота тока и ЭДС в цепи ротора $\omega_2 = s\omega_1$. Так как магнитные поля статора и ротора вращаются с одной и той же скоростью Ω_0 , то МДС

$$\dot{F}_0 = \dot{F}_1 - \dot{F}_2 = \dot{I}_1 w_1 - \dot{I}_2 w_2 = \dot{I}_{1x} w_1. \quad (11.5)$$

Приведение параметров

Для построения электрической схемы замещения одной фазы асинхронной машины необходимо осуществить приведение параметров цепи ротора к параметрам цепи статора: по числу витков обмоток ротора w_2 , которое осуществляют так же, как и для трансформатора, и по частоте — путем деления на s всех членов уравнения (11.4).

В результате уравнения (11.4) и (11.5) преобразуются к виду

$$j\omega_1 w_1 \dot{\Phi} = \frac{R'_2}{s} \dot{I}'_2 + j\omega_1 L'_{2p} \dot{I}'_2, \quad (11.6)$$

$$\dot{F}_0 = w_1 (\dot{I}_1 - \dot{I}'_2) = w_1 \dot{I}_{1x}, \quad (11.7)$$

где аналогично уравнениям трансформатора

$$\dot{I}'_2 = \frac{w_2}{w_1} \dot{I}_2, \quad R'_2 = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2, \quad L'_{2p} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{2p}, \quad (11.8)$$

$$\underline{Z}'_2 = R'_2 + j\omega_1 L'_{2p} = R'_2 + jX'_2$$

Схема замещения

Выражениям (11.3), (11.6) и (11.7) согласно законам Кирхгофа соответствует T -образная схема замещения, рис. 11.10.

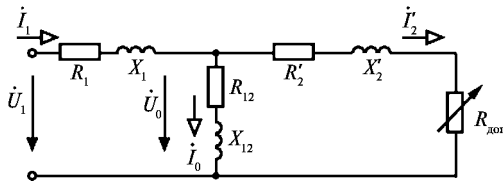


Рис. 11.10

Здесь $\dot{U}_0 = j\omega_1 w_1 \dot{\Phi}$ зависит от МДС F_0 , так как магнитный поток $\dot{\Phi}$ представляет собой функцию F_0 :

$$\dot{\Phi} = \dot{U}_0 / (j\omega_1 w_1) = \dot{F}_0 / \underline{Z}_M, \tag{11.9}$$

где \underline{Z}_M — комплексное магнитное сопротивление магнитной цепи машины.

Из уравнения (11.3) следует, что в схеме замещения

$$\underline{Z}_{12} = R'_{12} + jX'_{12} = \dot{U}_0 / \dot{I}_0 = j\omega_1 w_1^2 / \underline{Z}_M \tag{11.10}$$

Процесс преобразования электрической энергии в механическую на схеме замещения отображается введением дополнительного резистора, зависящего от скольжения,

$$R_{\text{дон}} = R'_2(1/s - 1). \tag{11.11}$$

T-образная схема замещения может быть преобразована в более простую Г-образную схему замещения, рис. 11.11.

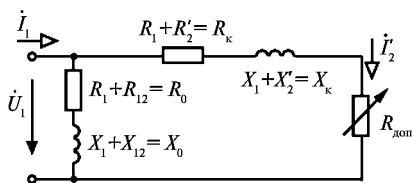


Рис. 11.11

11.3.5. Преобразование энергии в асинхронной машине

Основные энергетические соотношения в асинхронной машине и преобразование энергии иллюстрирует рисунок 11.12.

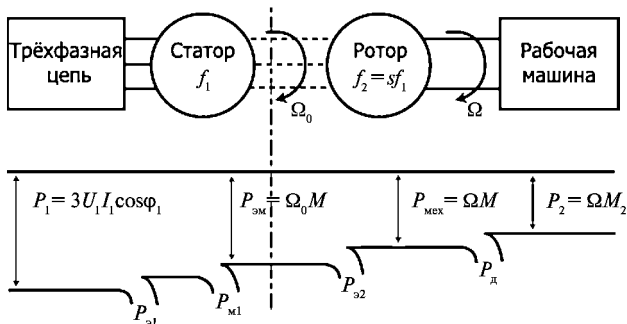


Рис. 11.12

К двигателю из сети подводится мощность $P_1 = 3U_1I_1\cos\varphi_1$.
Мощность потерь в обмотках статора

$$P_{\sigma 1} = 3R_1I_1^2. \quad (11.12)$$

Мощность потерь в магнитоводе статора

$$P_{\sigma 12} = 3R_{12}I_0^2. \quad (11.13)$$

Электромагнитная мощность, передаваемая от неподвижного статора к вращающемуся ротору,

$$P_{\Sigma M} = P_1 - (P_{\sigma 1} + P_{\sigma 12}) = M\Omega_0. \quad (11.14)$$

Мощность потерь в роторе

$$P_{\sigma 2} = 3R_2I_2^2 = 3R_2'(I_2')^2. \quad (11.15)$$

Механическая мощность на валу двигателя

$$P_{\text{мех}} = \Omega M = 3R_{\text{доп}}(I_2')^2 = P_{\Sigma M} - P_{\sigma 2}. \quad (11.16)$$

Полезная мощность, передаваемая рабочей машине,

$$P_2 = P_{\text{мех}} - P_{\text{д}} = M_2\Omega, \quad (11.17)$$

$P_{\text{д}}$ – мощность механических потерь на валу двигателя.

Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}. \quad (11.18)$$

Для асинхронных двигателей $\eta = 0,75 \div 0,95$ при нагрузке, близкой к номинальной.

Если при длительной работе асинхронного двигателя его средняя полезная мощность меньше 45% $P_{2\text{ном}}$, то его заменяют двигателем меньшей мощности. В паспорте электрических двигателей указывается его полезная мощность P_2 .

11.3.6. Механическая характеристика асинхронной машины

Полезная мощность на валу двигателя $P_2 = M\Omega$, если пренебречь малыми потерями на трение ($P_{\text{д}} = 0$), исходя из схемы замещения (рис. 11.11), $P_2 = 3R_{\text{доп}}(I_2')^2$. Следовательно, $P_2 = \Omega M = 3R_{\text{доп}}(I_2')^2$, откуда момент на валу асинхронной машины

$$M = \frac{3R_{\text{доп}}(I_2')^2}{\Omega}. \quad (11.19)$$

Ток I'_2 можно определить из Γ -образной схемы замещения (рис. 11.11)

$$i'_2 = \frac{U_1}{(R_k + jX_k + R_{\text{дон}})}, \quad (11.20)$$

тогда

$$(I'_2)^2 = \frac{U_1^2}{(R_k + R_{\text{дон}})^2 + X_k^2}. \quad (11.21)$$

Следовательно,

$$M = \frac{3R_{\text{дон}}(I'_2)^2}{\Omega} = \frac{3R'_2 U_1^2}{\Omega_0 [(R_1 + R'_2/s)^2 + X_k^2] s}. \quad (11.22)$$

Зависимость электромагнитного момента от скольжения показана на рис. 11.13.

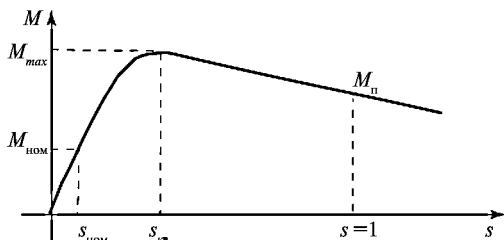


Рис. 11.13

$M_{\text{п}}$ — пусковой момент при $s = 1$

$$M_{\text{п}} = \frac{3R'_2 U_1^2}{\Omega_0 [(R_1 + R'_2)^2 + X_k^2]} = \frac{3R'_2 U_1^2}{\Omega_0 (R_k^2 + X_k^2)}. \quad (11.23)$$

M_{max} — максимальный момент при критическом скольжении $s_{\text{кр}} \approx R'_2 / X_k$, которое определяют из условия $\frac{dM}{ds} = 0$.

M_{max} не зависит от приведённого активного сопротивления обмотки ротора R_2 .

$$M_{\text{max}} \approx \frac{3U_1^2}{2X_k \Omega_0}. \quad (11.24)$$

При этом предполагают, что $X_k \gg R'_2$. Рабочая область скольжений в асинхронном двигателе при $0 < s < s_{\text{кр}}$ лежит в диапазоне $0,04 < s < 0,09$ при номинальном моменте $M_{\text{ном}}$; кратности пускового и максималь-

ного моментов равны $M_{\Pi}/M_{\text{ном}} = 1 \div 2$; $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = 1,7 \div 2,2$. Вид механической характеристики зависит от активного сопротивления R_2 цепи ротора. Зависимость $M(s)$ при различных значениях сопротивления R_2 цепи ротора, показаны на рис. 11.14.

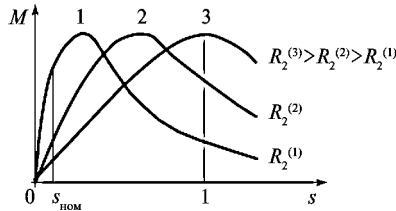


Рис. 11.14

Механическая характеристика двигателя $\Omega(M)$, рис. 11.15.

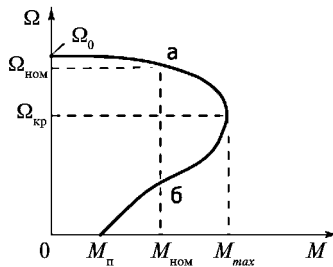


Рис. 11.15

В точках **a** и **б** электромагнитный момент одинаков, но работа двигателя устойчива в точке **a**, а в точке **б** — неустойчива.

11.3.7. Способы пуска асинхронных двигателей

Для увеличения пускового момента с одновременным уменьшением пускового тока:

1) в асинхронных двигателях с фазным ротором включают дополнительные резисторы в цепь ротора, которые после разгона двигателя последовательно закорачивают, рис. 11.16.

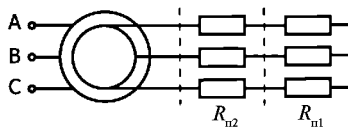


Рис. 11.16

При этом осуществляется переключение характеристик $M(s)$ последовательно с третьей (3) на вторую (2), а затем на первую (1), рис. 11.14;

2) используют роторы с двойной короткозамкнутой обмоткой (рис. 11.17 а) или с глубоким пазом (рис. 11.17 б).

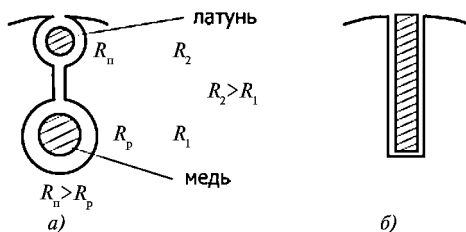


Рис. 11.17

При использовании роторов с двойной короткозамкнутой обмоткой или с глубоким пазом во время пуска двигателя, когда частота тока ротора равна частоте сети, происходит вытеснение тока к поверхности ротора, потому что внутренние части обмотки ротора имеют большее индуктивное сопротивление и меньшую плотность тока J , чем вблизи поверхности ротора. В результате увеличивается эквивалентное сопротивление R_2 и соответственно возрастает пусковой момент. При номинальном режиме частота тока и, следовательно, индуктивное сопротивление обмотки ротора малы, ток протекает по всему сечению стержня и сопротивление R_2 много меньше, чем при пуске.

11.4. Синхронные машины

В синхронных трёхфазных машинах переменного тока скорость вращения ротора и вращающегося магнитного поля, создаваемого обмотками статора, равны, они вращаются синхронно, отсюда и их название.

При синхронном вращении в обмотке ротора ЭДС не наводится, поэтому обмотка ротора подключают к источнику постоянного тока.

11.4.1. Устройство синхронной машины

Статор синхронной машины переменного тока имеет ту же конструкцию, что и асинхронная машина.

Ротор синхронной машины представляет собой электромагнит с сосредоточенной (явнополюсный ротор) или распределенной (неявнополюсный ротор) обмоткой, называемой обмоткой возбуждения, к которой через контактные кольца и щетки подведен постоянный ток возбуждения. Число пар полюсов ротора равно числу пар полюсов об-

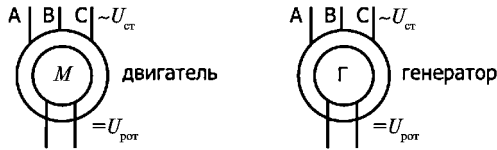


Рис. 11.18

мотки статора. Ротор и его магнитное поле с потоком Φ вращаются со скоростью $\Omega = \Omega_0$, равной скорости вращения магнитного поля статора.

Условное обозначение синхронной машины оказано на рис. 11.18.

11.4.2. Принцип действия синхронной машины

11.4.2.1. Синхронный двигатель

Подают трёхфазное напряжение U_1 на обмотки статора; под действием тока I_1 в обмотках статора возникает вращающееся со скоростью Ω_0 магнитное поле $\Phi_{ст}$.

На обмотку ротора подают постоянное напряжение U_2 , в проводниках обмотки ротора появляется постоянный ток I_2 , возникает магнитный поток $\Phi_{рот}$.

На проводники с током обмотки ротора, находящиеся во вращающемся магнитном поле, действует сила, возникающая в результате взаимодействия двух магнитных полей. Появляется вращающий момент $M_{вр}$.

$$\begin{array}{l} U_1 \rightarrow I_1 \rightarrow \Phi_{ст} \xrightarrow{\Omega_0} \\ U_2 \rightarrow I_2 \rightarrow \Phi_{рот} \xrightarrow{\Omega_0} \end{array} M_{вр}$$

Ротор приходит во вращение под действием вращающего момента $M_{вр}$. На валу ротора находится нагрузка, которую характеризуют противодействующим моментом $M_{пр}$.

Магнитные оси результирующего поля и ротора неподвижны друг относительно друга и сдвинуты на угол θ , что создает механический момент, рис. 11.19.

Механическая работа выполняется двигателем за счет электрической энергии, которую он получает от трёхфазной сети переменного тока.

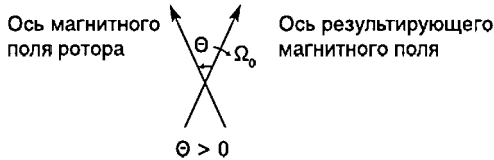


Рис. 11.19

11.4.2.2. Синхронный генератор

В синхронном генераторе механическая энергия, затрачиваемая на вращение ротора машины, преобразуется в электрическую энергию.

К обмотке ротора подводится постоянное напряжение $U_{\text{рот}}$, ротор вращается со скоростью Ω_0 от внешнего приводного устройства. Создается вращающееся магнитное поле ротора $\Phi_{\text{рот}}$. Оно индуцирует ЭДС в неподвижных, пространственно смещенных на $2\pi/3$ трёхфазных обмотках статора.

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \sin \Omega t; \\ e_B &= E_m \sin \left(\Omega t - \frac{2\pi}{3} \right); & E_m &= c_T \Omega \Phi_{\text{рот}} (I_{\text{рот}}). \\ e_C &= E_m \sin \left(\Omega t + \frac{2\pi}{3} \right); \end{aligned} \quad (11.25)$$

Угловая частота электрического тока $\omega = \Omega$ при числе пар полюсов $p=1$, или, если $p \neq 1$, $\omega = p \Omega$.

11.4.3. Уравнения и схема замещения одной фазы синхронной машины

При рассмотрении работы синхронной машины анализируют ее упрощенную модель, в которой пренебрегают потерями в меди и стали машины, $P_{21} = P_{22} = 0$, $P_{м1} = P_{м2} = 0$, $P_{эм} = P_{мех}$. При этом для одной фазы

$$u_1 = w_1 d\Phi_{\text{рез}} / dt, \quad (11.26)$$

где $\Phi_{\text{рез}} = \Phi_{\text{ст}} + \Phi_{\text{рот}}$ — мгновенное значение результирующего магнитного потока, представляющее сумму потоков, создаваемых токами статора и ротора.

В комплексной форме

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= j\omega w_1 \dot{\Phi}_{\text{рез}}; \\ \dot{\Phi}_{\text{рез}} &= \dot{\Phi}_{\text{ст}} + \dot{\Phi}_{\text{рот}}. \end{aligned} \quad (11.27)$$

Магнитные потоки $\Phi_{\text{ст}}$ и $\Phi_{\text{рот}}$ индуцируют ЭДС в обмотке статора

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{\text{ст}} &\rightarrow \dot{E}_c = j\omega w_1 \dot{\Phi}_{\text{ст}}; \\ \dot{\Phi}_{\text{рот}} &\rightarrow \dot{E}_p = j\omega w_1 \dot{\Phi}_{\text{рот}}. \end{aligned}$$

\dot{E}_p — ЭДС, индуцируемая в обмотке статора магнитным полем ротора.

\dot{E}_c – ЭДС, индуцируемая в обмотке статора собственным магнитным потоком, отождествляется с ЭДС самоиндукции и заменяется падением напряжения на индуктивном сопротивлении X -синхронном сопротивлении.

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_c + \dot{E}_p = \dot{E}_p + jX\dot{I}_1 \quad (11.28)$$

\dot{U}_1, \dot{I}_1 – напряжение и ток обмотки статора.

Схемы замещения двигателя и генератора показаны на рис. 11.20

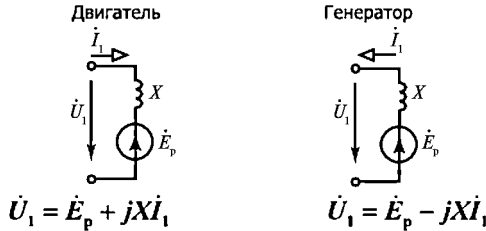


Рис. 11.20

11.4.4. Векторные диаграммы синхронных машин

Машину подключают к сети *бесконечной* мощности $U_1 = \text{const}$.

Электрическая мощность $P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi$.

Механическая мощность $P_2 = M\Omega_0$.

Так как $\eta = 1$, то $3U_1 I_1 \cos \varphi = M\Omega_0$. (11.29)

При неизменном моменте на валу $M = \text{const}$

$$I_1 \cos \varphi = \frac{M\Omega_0}{3U_1} = \text{const}$$

Векторные диаграммы приведены на рис. 11.21.

Постоянный ток возбуждения ротора I_2 может регулироваться.

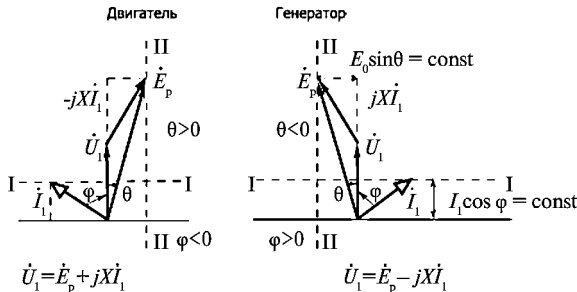


Рис. 11.21

Пунктирные прямые I-I — годографы тока, представляют геометрическое место конца вектора тока в статоре; пунктирные прямые II-II — годографы E_p , геометрическое место конца вектора E_p , при изменении тока возбуждения в обмотке ротора.

Зависимость тока статора I_1 от тока возбуждения I_n или ЭДС E_p при постоянной нагрузке ($M = \text{const}$) и работе синхронной машины в сети бесконечной мощности ($U = \text{const}$) называют *U-образной характеристикой машины*, рис. 11.22.



Рис. 11.22

Постоянный ток в обмотке ротора (ток возбуждения) от независимого источника питания используют для регулирования тока статора и коэффициента мощности машины при заданной нагрузке на валу.

Синхронный двигатель может работать с углом $\varphi > 0$ (для сети индуктивная нагрузка), $\varphi < 0$ (для сети емкостная нагрузка) и $\varphi = 0$.

В режиме холостого хода $M = 0$.

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1 - \dot{E}_p}{jX} \tag{11.30}$$

При малых токах возбуждения, когда $U_1 > E_p$, ток в обмотке статора индуктивный, машина работает в недовозбужденном режиме, потребляет реактивную мощность из сети.

При больших токах возбуждения $U_1 < E_p$, ток в обмотке статора становится емкостным, машина находится в перевозбужденном режиме, она генерирует реактивную мощность.

При $U_1 = E_p$, ток в обмотке статора равен нулю.

Синхронные машины широко применяют для компенсации реактивной мощности и повышения $\cos \varphi$. Для этого создается режим работы с большими значениями тока возбуждения I_n и ЭДС E_p . Если при этом механическую энергию вращающегося ротора не используют, то такую машину называют *синхронным компенсатором*.

11.4.5. Момент синхронного двигателя

Зависимость момента M от угла θ (*угловую характеристику*) можно получить из рассмотрения уравнения (11.29) и векторной диаграммы двигателя, рис. 11.21. Из них следует, что

$$XI_1 \cos \varphi = E_p \sin \theta, \text{ а } M = \frac{3U_1 I_1 \cos \varphi}{\Omega_0}, \text{ тогда } M = \frac{3E_p U_1}{X\Omega_0} \sin \theta. \quad (11.31)$$

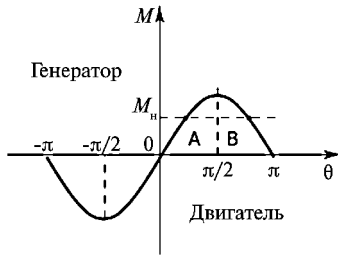


Рис. 11.23

При постоянном напряжении сети M зависит от E_p , т. е. от тока возбуждения.

Действительно, при возрастании момента нагрузки M_n синхронного двигателя увеличивается угол θ , рис. 11.23. В области, где $dM/d\theta > 0$ (точка A), вращающий момент M возрастает до тех пор, пока не становится равным M_n . Режим работы машины неустойчив, когда $dM/d\theta < 0$ (точка B).

С возрастанием угла θ момент M уменьшается, что вызывает дальнейший рост θ . Аналогичные процессы происходят и в генераторе. Область устойчивой работы соответствует интервалу $-\pi/2 < \theta < \pi/2$.

11.4.6. Схемы пуска

Для пуска синхронного двигателя необходимо его ротор вращать со скоростью, близкой к скорости вращения магнитного поля статора, что осуществляют при помощи вспомогательного двигателя или путем асинхронного пуска. Ротор снабжают короткозамкнутой дополнительной демпфирующей обмоткой (рис. 11.24). Пуск производят в две стадии:

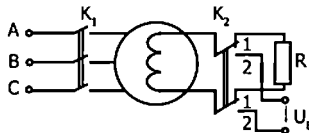


Рис. 11.24

1) обмотки статора при помощи выключателя K_1 подключают к сети. Обмотка возбуждения при этом замкнута на резистор $R \approx 10R_n$ (переключатель K_2 в положении 1). Под воздействием вращающегося магнитного поля возникает асинхронный вращающий момент от то-

ков в обмотке возбуждения и короткозамкнутой демпфирующей обмотке. Этот момент заставляет ротор вращаться;

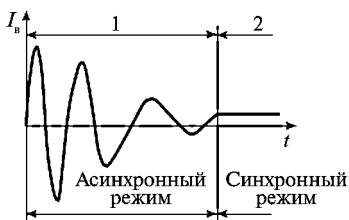


Рис. 11.25

2) при частоте вращения ротора $\Omega = \Omega_0 (1 - s_0)$, близкой к синхронной ($s_0 \approx 5\%$), переключатель K_2 переводится в положение 2 (обмотка возбуждения подключается к возбудителю), появляется синхронный вращающий момент и ротор начинает вращаться с синхронной скоростью. На рис. 11.25 представлен график изменения во времени тока i_n в обмотке возбуждения.

Пусковые свойства синхронного двигателя характеризуются пусковым моментом M_n и пусковым током I_n . Для уменьшения I_n напряжение U снижают при помощи реакторов или трёхфазного автотрансформатора.

В настоящее время для пуска крупных синхронных машин применяют полупроводниковые преобразовательные устройства, рис. 11.26.

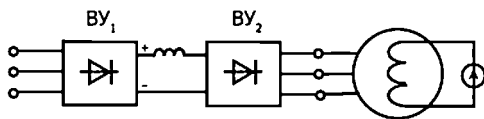


Рис. 11.26

Пуск осуществляют в три стадии:

1) Устройство $ВУ_2$, питаемое постоянным током от $ВУ_1$, создает в фазах статора импульсные токи, зависящие от положения ротора, которые приводят ротор во вращение;

2) по мере достижения частоты скольжения $f_s = 3 \div 5$ Гц машина начинает генерировать реактивную мощность (индуцируются ЭДС статора E_0), достаточную для коммутации вентилялей. Устройство $ВУ_2$ переходит в режим работы инвертора, ведомого сетью, т.е. управляемого напряжением на фазах статора. Таким образом, частота тока статора определяется частотой вращения ротора и растет вместе с ней;

3) при частоте вращения ротора, близкой к синхронной, устройства BY_1 и BY_2 отключают и машина питается непосредственно от сети. Момент включения выбирают с учетом положения ротора и фаз тока сети.

11.5. Машины постоянного тока

11.5.1. Устройство машин постоянного тока

Магнитное поле машин постоянного тока неподвижно и создается основными полюсами с обмотками возбуждения. Полюсные наконечники образуют требуемое распределение индукции в зазоре между полюсами и якорем. Полюсы крепят к станине, через которую замыкается магнитный поток, рис. 11.27 а.

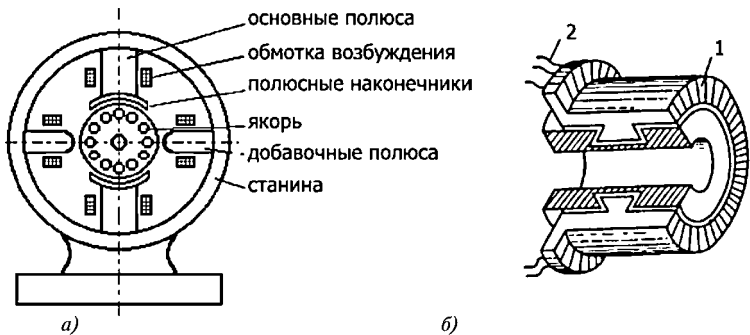


Рис. 11.27

Вращающаяся часть (якорь) состоит из магнитопровода, собранного из листов электротехнической стали с пазами для обмотки якоря и вентиляционными отверстиями, собственно обмотки и коллектора. Магнитопровод и коллектор закрепляют на валу. Обмотка состоит из секций, изготовленных на специальных шаблонах или станках. Коллектор набирают из медных пластин 1 (ламелей), имеющих выступы в форме ласточкина хвоста. Пластины изолируют друг от друга и стягивают зажимными конусами. К выступающему концу 2 ламели присоединяют концы двух смежных секций обмотки якоря, рис. 11.27 б.

Электрический контакт с коллектором выполняют графитовые неподвижные *щетки*, помещенные в обоймы щеткодержателей и прижатые пружинами к поверхности коллектора.

Вал вращается в подшипниках щитов, закрепленных на торцах станины. Между основными полюсами помещают дополнительные полюсы,



Рис. 11.28

при помощи которых достигается безыскровая работа щеток на коллекторе.

При изображении машины постоянного тока на схеме обычно показывают только две щетки, хотя число щеток равно числу полюсов, рис. 11.28.

11.5.2. Принцип действия генератора постоянного тока

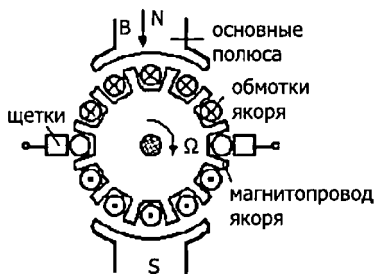


Рис. 11.29

Неподвижное магнитное поле, создаваемое обмоткой возбуждения, индуцирует ЭДС в проводниках обмотки якоря в соответствии с законом электромагнитной индукции.

Во всех проводниках под одноименными полюсами ЭДС направлены одинаково (направление определяется по правилу правой руки), рис. 11.29.

$$e_i = Blv,$$

l — длина провода; v — его линейная скорость.

При вращении якоря все время происходит изменение положения проводников обмотки, но сумма ЭДС в них постоянна. Проводники обмотки якоря соединены с пластинами коллектора. Прижатые к пластинам коллектора щетки делят обмотку якоря на две части с одинаковым числом последовательно соединенных проводников, рис. 11.30.

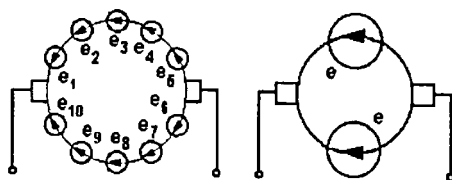


Рис. 11.30

$E_n = k \Omega \Phi$, k — постоянный коэффициент, определяемый конструктивными особенностями машины: числом витков и числом полюсов обмотки, геометрическими размерами машины.

11.5.3. Генератор постоянного тока

Для создания постоянного магнитного поля на обмотку возбуждения $ОВ$ должно быть подано постоянное напряжение $U_{\text{в}}$. В зависимости от вида подключения этого напряжения различают:

- генераторы с независимым возбуждением;
- генераторы с параллельным возбуждением;
- генераторы с последовательным возбуждением;
- генераторы со смешанным возбуждением.

11.5.3.1. Генератор с независимым возбуждением

К обмотке возбуждения напряжение $U_{\text{в}}$ подключают от вспомогательного источника электрической энергии. Якорь вращается двигателем с постоянной угловой скоростью Ω , рис. 11.31.

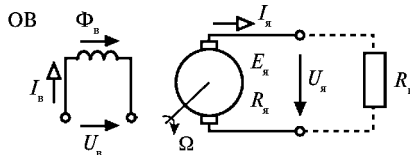


Рис. 11.31

В проводниках якоря индуцируется ЭДС $E_{\text{я}} = \kappa \Omega \Phi_{\text{в}}$, на зажимах якоря напряжение $U_{\text{я}} = E_{\text{я}} - R_{\text{я}} I_{\text{я}}$, если подключена нагрузка. Если нагрузка отсутствует, машина работает в режиме холостого хода, $I_{\text{я}} = I_{\text{ях}} = 0$,

$$U_{\text{ях}} = E_{\text{я}} = \kappa \Omega \Phi_{\text{в}}.$$

Характеристики генератора с независимым возбуждением

Характеристика холостого хода

Характеристика холостого хода совпадает с характеристикой магнитной цепи $\Phi_{\text{в}}(I_{\text{в}})$, которая представляет узкую петлю гистерезиса, рис. 11.32. При больших токах возбуждения происходит насыщение стали. Начальный поток Φ_0 представляет остаточную намагничен-

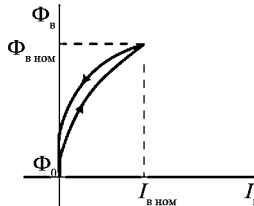


Рис. 11.32

ность магнитопровода. Магнитная цепь машины рассчитывается на номинальный режим, соответствующий середине «колена» $\Phi_n(I_n)$.

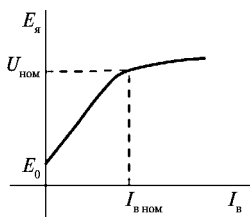


Рис. 11.33

Узкую петлю гистерезиса обычно заменяют одной кривой, рис. 11.33

$U_{ном}$ — номинальное напряжение;

E_0 — остаточная ЭДС, E_0 составляет 2–3 % от номинального напряжения.

Нагрузочные характеристики $U_я(I_n, I_я)$

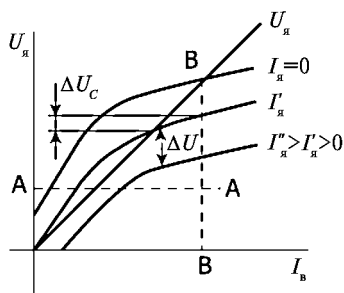


Рис. 11.34

Нагрузочные характеристики представляют зависимость напряжения на якоре $U_я$ от тока возбуждения I_n при различных значениях тока нагрузки $I_я$, рис. 11.34.

Кривая $U_я(I_n)$ при $I_я = 0$ соответствует характеристике холостого хода. При возрастании тока якоря $I_я$ напряжение $U_я$ уменьшается из-за падения напряжения на сопротивлении якоря $R_я$, а также из-за снижения $E_я$, обусловленного уменьшением магнитного потока основных полюсов, вызванного реакцией якоря:

$$\Delta U = I_я R_я + \Delta U_{р.я} .$$

Реакцией якоря называют воздействие тока якоря, на магнитное поле в зазоре.

Внешняя характеристика $U_{\text{я}}(I_{\text{я}})$
 при $I_{\text{н}} = \text{const}$, рис. 11.35.

Существенное уменьшение напряжения наблюдается при нагрузках больших номинальных; при $I_{\text{н}}$ обычно $\Delta U_{\text{я}} = 8 \div 10\%$ от номинального. Такая характеристика может быть построена по точкам пересечения нагрузочных характеристик с линией BB на рисунке зависимости $U_{\text{я}}(I_{\text{н}}, I_{\text{я}})$. Режим короткого замыкания опасен для щеток, поэтому вводят систему защиты.

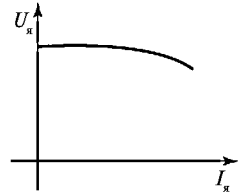


Рис. 11.35

Регулировочная характеристика $I_{\text{н}}(I_{\text{я}})$
 при $U_{\text{я}} = \text{const}$, рис. 11.36.

Эта характеристика определяет необходимое изменение тока возбуждения $I_{\text{н}}$ в зависимости от тока якоря $I_{\text{я}}$, обеспечивающее постоянство напряжения $U_{\text{я}}$. Регулировочную характеристику строят по точкам пересечения нагрузочных характеристик с линией AA на рис. 11.34 зависимости $U_{\text{я}}(I_{\text{н}}, I_{\text{я}})$.

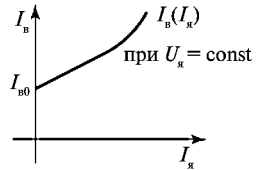
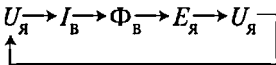


Рис. 11.36

11.5.3.2. Генераторы с параллельным возбуждением

Если обмотка возбуждения машины была ранее включена, то в ее магнитной цепи остается остаточный поток Φ_0 , рис. 11.37. При приведении во вращение якоря со скоростью Ω под действием остаточного потока на обмотке якоря $U_{\text{я}} = E_0$ возникает ток $I_{\text{н}}$ в параллельно включенной обмотке возбуждения, который увеличивает магнитное поле, что увеличивает $U_{\text{я}}$ и $E_{\text{я}}$; происходит процесс самовозбуждения.



положительная обратная связь по напряжению.

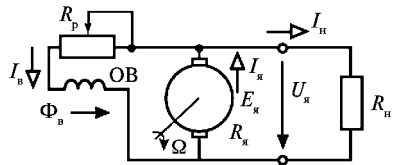


Рис. 11.37

$$I_{\text{я}} = I_{\text{в}} + I_{\text{н}}; I_{\text{в}} = \frac{U_{\text{я}}}{R_{\text{я}} + R_{\text{п}}} \quad (11.32)$$

Внешняя характеристика, $U_A(I_A)$, рис. 11.38

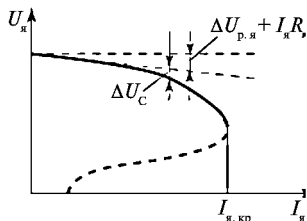


Рис. 11.38

Эта характеристика падает круче, чем у генератора с независимым возбуждением, потому что помимо составляющих $R_A I_A$ и $\Delta U_{р,я}$ уменьшение напряжения якоря вызывает саморазмагничивание генератора ΔU_c . При критическом токе якоря $I_{я,кр}$ генератор полностью размагничивается до $U_A = 0$.

$I_{ном} \Delta U_A = 10 \div 18\%$ от $E_{я,х}$ при номинальном токе. Делается защита на отключение цепи при $I_A = (1,5 \div 2) I_{ном}$.

11.5.3.3. Генераторы со смешанным возбуждением

Генератор со смешанным возбуждением имеет две обмотки возбуждения: параллельную (шунтовую) $OB_{ш}$ и последовательную (сериесную) $OB_{п}$. Последовательная обмотка может быть включена согласно (рис. 11.39) или встречно с параллельной обмоткой (рис. 11.40).

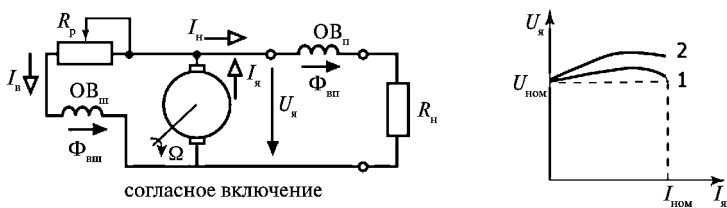


Рис. 11.39

При согласном включении МДС обеих обмоток складываются и, следовательно, последовательная обмотка подмагничивает генератор

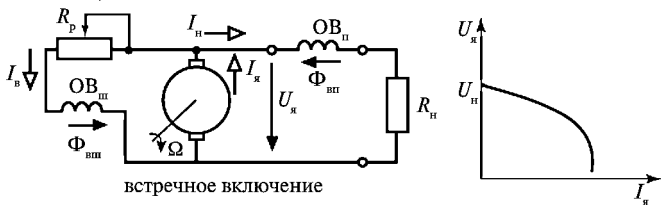


Рис. 11.40

по мере увеличения тока нагрузки, чем компенсируется реакция якоря и увеличение падения напряжения на $R_{\text{я}}$. Кривая 2 соответствует большему числу витков обмотки $OB_{\text{п}}$. При встречном включении последовательная обмотка размагничивает генератор и его внешняя характеристика становится круто падающей. Такие генераторы применяются для питания электрической дуги в сварочных установках, печах, прожекторах.

11.5.4. Двигатель постоянного тока

В двигателе электрическая энергия, поступающая из сети, преобразуется в механическую, которая передается рабочему механизму, находящемуся на валу якоря.

11.5.4.1. Двигатели с независимым возбуждением

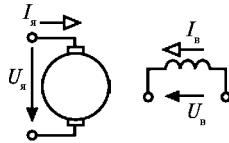
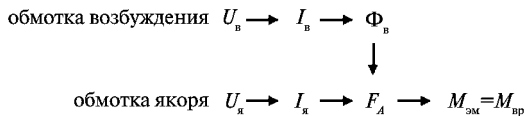


Рис. 11.41

В двигатель подводятся напряжения $U_{\text{я}}$ на обмотку якоря и $U_{\text{в}}$ на обмотку возбуждения. При подключении $U_{\text{в}}$, в обмотке возбуждения возникает ток, создающий магнитный поток $\Phi_{\text{в}}$. Под действием $U_{\text{я}}$ в обмотке якоря появляется ток $I_{\text{я}}$. Проводники с током якоря $I_{\text{я}}$ оказываются в неподвижном магнитном поле $\Phi_{\text{в}}$, на них действует сила Ампера, которая создает электромагнитный момент

$$M_{\text{эм}} = k I_{\text{я}} \Phi_{\text{в}}. \quad (11.33)$$

Якорь двигателя будет вращаться с угловой скоростью Ω , если $M_{\text{эм}} = M_{\text{вр}} = M_{\text{с}}$; $M_{\text{с}}$ — момент сопротивления механизма на валу.



Во вращающихся проводниках ротора индуцируется ЭДС

$$E_{\text{я}} = k \Phi_{\text{в}} \Omega, \quad (11.34)$$

и напряжение на зажимах якоря будет

$$U_{\text{я}} = E_{\text{я}} + R_{\text{я}} I_{\text{я}}. \quad (11.35)$$

Из уравнения (11.33) следует

$$I_{я} = \frac{M_{эм}}{k\Phi_{в}}. \quad (11.36)$$

Подставляя значения для $I_{я}$ и $E_{я}$, соответствующие уравнениям (11.36) и (11.34), в уравнение (11.35), находим

$$U_{я} = k\Phi_{в}\Omega + R_{я} \frac{M_{эм}}{k\Phi_{в}}. \quad (11.37)$$

Отсюда получим выражение для угловой скорости вращения ротора двигателя.

$$\Omega = \frac{U_{я}}{k\Phi_{в}} - \frac{R_{я}}{(k\Phi_{в})^2} M_{эм} \quad (11.38)$$

Механическая характеристика двигателя, рис. 11.42.

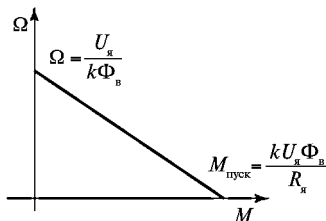


Рис. 11.42

Регулирование скорости вращения двигателя

Из уравнения (11.38) следует, что регулировать скорость можно изменяя напряжение $U_{я}$ (регулирование со стороны якоря), или поток $\Phi_{в}$ (регулирование со стороны возбуждения), или сопротивление $R_{я}$.

Изменяя напряжение якоря, получают линейные регулировочные характеристики с небольшой зоной нечувствительности, обусловленной сухим трением ($\pm U_{тр}$) рис. 11.43. Однако этот способ требует наличия управляемого генератора ($УГ$) или усилителя большой мощности.

Управление со стороны обмотки возбуждения экономичнее. Но при этом невозможен реверс, рис. 11.44.

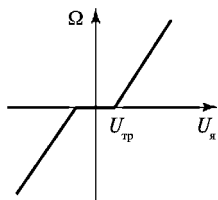


Рис. 11.43

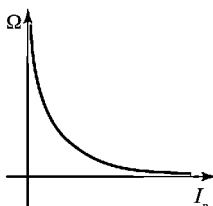


Рис. 11.44

Из-за резко убывающей характеристики регулирования возникают большие трудности в некоторых практических случаях: двигатель нельзя плавно остановить, уменьшение тока возбуждения ниже определенного предела приводит к неустойчивой работе и возможности разноса двигателя.

Пуск двигателя

В процессе пуска скорость вращения якоря двигателя меняется от нуля до установившегося значения Ω . Вращающий момент в процессе пуска $M_{\text{вр}} > M_c$. Режим пуска характеризуется большим значением тока якоря $I_{\text{яп}} = \frac{U_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}$, что следует из уравнения (11.35), т.к. $E_{\text{я}} = 0$. Этот ток опасен для коллектора, щеток машины и питающей сети. Поэтому в цепь якоря вводят пусковой реостат, сопротивление которого выбирается таким, чтобы $I_{\text{яп}} \leq (1,5 \div 2) I_{\text{яном}}$.

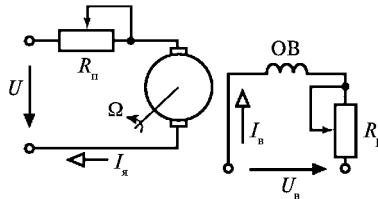


Рис. 11.45

С увеличением скорости вращения по мере разгона двигателя, увеличивается $E_{\text{я}}$, ток уменьшается

$$I_{\text{я}} = \frac{U - E_{\text{я}}}{R_{\text{я}} + R_{\text{п}}} \quad (11.39)$$

и пусковой реостат $R_{\text{п}}$ постепенно выводится.

Пусковой реостат не предназначен для длительной работы в цепи якоря. После окончания пуска его необходимо полностью вывести.

Регулировочный реостат $R_{\text{п}}$ при пуске должен обеспечивать максимальный ток возбуждения.

Независимое возбуждение двигателя применяется в тех случаях, когда напряжение на зажимах якоря изменяется в процессе работы или напряжение возбуждения отличается от напряжения якоря.

11.5.4.2. Двигатели постоянного тока с параллельным, последовательным и смешанным возбуждением

Двигатели с параллельным возбуждением получили наибольшее распространение, рис. 11.46.

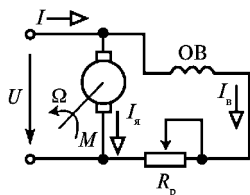


Рис. 11.46

В этих двигателях обмотки возбуждения получают питание от того же источника энергии, что и якорь. Ток двигателя

$$I = I_a + I_b = I_a + U / (R_b + R_p). \quad (11.40)$$

Механическая характеристика двигателя представляет собой зависимость скорости вращения Ω от момента на валу M при $U = \text{const}$; $R_p = \text{const}$.

Для двигателя с параллельным возбуждением

$$\Omega = U_a / (k\Phi) - R_a M / (k\Phi)^2. \quad (11.41)$$

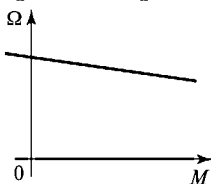


Рис. 11.47

Механическая характеристика такого двигателя представляет собой прямую линию, рис. 11.47.

Из-за малости R_a прямая идёт полого и этот двигатель имеет жёсткую механическую характеристику.

Двигатели с последовательным возбуждением (рис. 11.48), обладая полезными для практики свойствами (большой пусковой момент, мягкая механическая характеристика), нашли широкое применение.

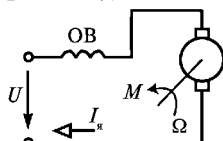


Рис. 11.48

У таких двигателей $I_n = I_a$, а магнитный поток пропорционален току якоря:

$$\Phi = k_\Phi I_a. \quad (11.42)$$

Следовательно, электромагнитный момент пропорционален квадрату тока якоря:

$$M = k\Phi I_a = kk_\Phi I_a^2 = k_m I_a^2, \quad (11.43)$$

где $k_m = kk_\Phi$.

Для двигателя с последовательным возбуждением учитывая (11.42), получим

$$\Omega = \frac{U_a}{\sqrt{Mkk_\Phi}} - \frac{R_a}{kk_\Phi}. \quad (11.44)$$

Механическая характеристика представляет собой квадратичную гиперболу с асимптотой $\Omega = -R_a/(kk_\Phi)$, рис. 11.49.

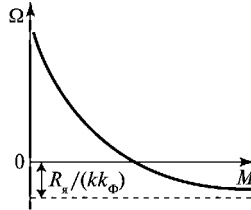


Рис. 11.49

У **двигателей смешанного возбуждения** последовательная обмотка *ОВ* имеет небольшое число витков и может быть включена встречно или согласно с обмоткой параллельного возбуждения, рис. 11.50.

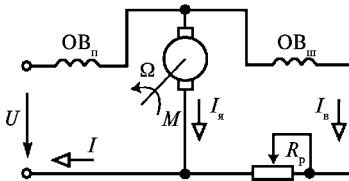


Рис. 11.50

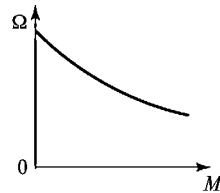


Рис. 11.51

Механическая характеристика показана на рис. 11.51.

Пуск двигателя

Схема пуска двигателя параллельного возбуждения со ступенчатым пусковым реостатом показана на рис. 11.52

Изменение частоты вращения и тока якоря I_a иллюстрирует рис. 11.53

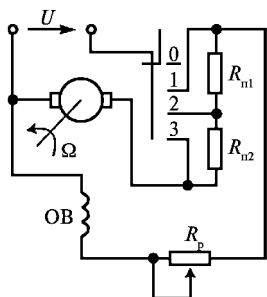


Рис. 11.52

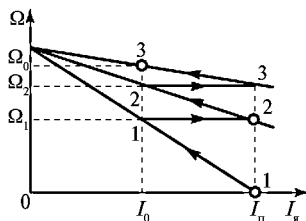
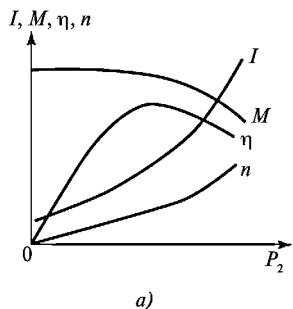


Рис. 11.53

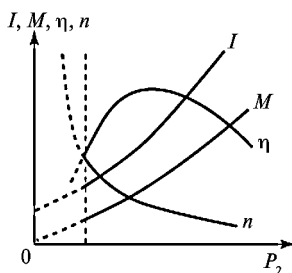
Цифры 1–3 соответствуют положениям переключателя. По мере разгона двигателя переключатель поочередно занимает положения 1, 2, 3, что соответствует ступенчатому уменьшению R_n до 0.

При отключении двигателя переключатель ставится в положение 0. При этом цепь обмотки возбуждения остается замкнутой на якорь и пусковой реостат, который поглощает энергию $W = L_a I_a^2 / 2$, запасенную в обмотке возбуждения.

Рабочие характеристики двигателя определяют зависимость частоты вращения n (угловой скорости вращения $\Omega = \pi n / 30$), электромагнитного момента M , тока якоря I_a и КПД η от мощности на валу P_2 . На рис. 11.54 а приведены рабочие характеристики двигателей с



а)



б)

Рис. 11.54

параллельным, а на рис. 11.54 б с последовательным возбуждением. Двигатели с последовательным возбуждением не могут работать без нагрузки ($P_2 = 0$). Поэтому их рабочие характеристики ограничены слева. Иногда рабочие характеристики строят как зависимости n , I_a , η и P_2 от полезного момента $M_{\text{п}} = M - M_0$ на валу (M_0 — момент потерь холостого хода) или как зависимости n , M , η и P_2 от тока I .

Полезный момент

$$M_{\text{п}} = P_2 / \Omega = 30 P_2 / (\pi n).$$

Ток якоря

$$I_a = M / (k\Phi) = (M_{\text{п}} + M_0) / (k\Phi).$$

КПД

$$\eta = P_2 / P_1 = P_2 / (P_2 + \sum P_i),$$

где P_1 — потребляемая мощность; $\sum P_i$ — суммарная мощность потерь в двигателе.

Реверсирование двигателей постоянного тока. *Реверсированием* называют процесс изменения направления вращения ротора двигателя. Это достигается изменением направления тока в якоре при неизменной полярности магнитного потока или изменением направления тока возбуждения при постоянном направлении тока в якоре. В большинстве

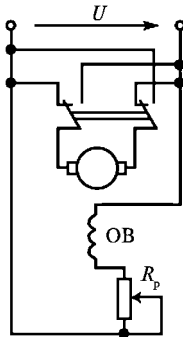


Рис. 11.55

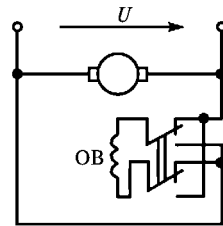


Рис. 11.56

случаев реверсирование осуществляют путем изменения направления тока в якоре (рис. 11.55) и только у машин малой мощности — путем изменения направления тока возбуждения (рис. 11.56). Двигатели малой мощности иногда снабжают двумя обмотками возбуждения, которые работают раздельно и обеспечивают правое или левое направление вращения.

Торможение двигателей постоянного тока. Рекуперативное (с возвратом энергии в сеть) торможение осуществляют путем перевода двигателя в генераторный режим, например, увеличивая ток возбуждения. Динамическое торможение обеспечивается при замыкании якоря на резистор R_d . Торможение противовключением имеет место, например, при реверсировании на ходу. Для этого переключают зажимы якоря и ЭДС оказывается направленной согласно с напряжением. Для ограничения тока якоря включают резистор противовключения.

11.6. Сравнительные характеристики и области применения электрических машин

Простота конструкции, высокая надежность, низкая стоимость *асинхронных двигателей* обуславливают их широкое применение в подъемно-транспортных, насосно-компрессорных системах, в электроприводе. Они потребляют почти 60% вырабатываемой электроэнергии. Недостатком этих машин является зависимость скорости вращения от нагрузки.

Синхронные генераторы являются основными источниками вырабатываемой электрической энергии. *Синхронные двигатели* применяют для работы насосов, компрессоров и мельниц большой мощности. Они обладают возможностью компенсации реактивной мощности и обеспечивают постоянство скорости вращения. Недостатками синхронных двигателей являются более высокая стоимость, необходимость обслуживания, сложность пуска и наличие дополнительного источника постоянного тока в цепи ротора.

Двигатели постоянного тока имеют широкий диапазон регулирования скорости, большие пусковой и вращающий моменты, поэтому их широко применяют на транспорте, в системах автоматики. *Генераторы постоянного тока* применяют для электросварки и в электроприводе. Недостатками машин постоянного тока являются: наличие щеточно-коллекторного механизма, необходимость обслуживания и источника постоянного тока.

Техническое задание на выбор двигателя для привода различных устройств включает параметры, рассматриваемые в следующем параграфе. Основными из них являются:

- выбор типа двигателя (постоянного тока, асинхронного двигателя, синхронного двигателя);
- скорости вращения, частоты вращения n оборт/мин;
- мощности на валу двигателя в зависимости от режима работы двигателя (постоянный, кратковременный, повторно-кратковременный);
- момент.

11.7. Выбор электрических двигателей

11.7.1. Общие положения

Производственные машины и механизмы приводят в движение с помощью электрического привода, который включает в себя электрические двигатели, механические передачи от двигателя к рабочей машине и аппаратуру защиты и управления. Основным элементом электропривода является двигатель. Соответствие его конструктивных, механических и энергетических параметров условиям работы производственного механизма обеспечивает заданную производительность, надежность и экономичность.

Выбор двигателя для электромеханического привода обычно осуществляют в два этапа: сначала устанавливают возможные для применения типы двигателей, а затем из намеченных типов подбирают конкретный двигатель

Определение типа двигателя

Для установления типа двигателя необходимо проанализировать требования к электромеханическому приводу:

- управляемость двигателя (нерегулируемый, регулируемый);
- режим работы двигателя (нерегулируемый длительного действия, повторно кратковременный, кратковременный, следящий);
- вид механической характеристики двигателя и нагрузочных характеристик электромеханического привода (момент пуска, максимальный статический момент, момент инерции), их поведение при работе привода;
- частота вращения двигателя (для нерегулируемых двигателей — требование к стабильности вращения, для регулируемых — диапазон регулирования и быстродействие);
- электрические параметры двигателя: ток (постоянный, переменный), значение питающего напряжения, частота и допустимые отклонения;
- долговечность, надежность;
- стойкость к механическим и климатическим воздействиям (вибрациям, влажности, давлению, температуре, химически агрессивным средам, взрывоопасным смесям), помехозащищенность;
- обслуживание, рабочее положение двигателя и способ его крепления в электромеханическом приводе;
- масса, габариты.

Установленные требования к электромеханическим и другим параметрам двигателя ранжируются разработчиком по степени их важности. Затем по справочным данным устанавливают приемлемые типы (серии) двигателей.

Для нерегулируемого привода целесообразно применить наиболее простые и надежные в эксплуатации двигатели общего назначения. Эти двигатели обычно работают в номинальном режиме. При подборе двигателя для работы в режиме длительного действия в первую очередь следует обратить внимание на двигатель с большим ресурсом работы, высоким КПД и с желательным видом механической характеристики.

Для кратковременного или повторно-кратковременного режимов работы следует отдать предпочтение асинхронным двигателям с большими пусковыми моментами и увеличенным скольжением.

Для привода с постоянной частотой вращения, со средней и низкой частотой вращения применяют синхронные двигатели.

Для приводов с широким диапазоном изменения скорости вращения применяют двигатели постоянного тока.

Уже на этом этапе выбора двигателя нужно учесть ряд требований: его габариты и условия эксплуатации, рабочее положение, способ его установки, крепление и соединение с элементами привода.

С учетом паспортных данных и требований к параметрам двигателей намечают необходимую серию двигателей.

Конкретный двигатель из серии выбирают по номинальной мощности двигателя $P_{\text{ном}}$, которая должна быть достаточна для выполнения требуемой работы в соответствии с техническим заданием. Величина номинальной мощности двигателя $P_{\text{ном}}$ зависит от параметров нагрузки (статической и динамической) и компоновочной схемы электромеханического привода.

При обеспечении нормального теплового режима работы двигателя срок службы его составляет 10 – 15 лет, в противном случае при перегреве двигатель преждевременно выходит из строя из-за разрушения изоляции. Поэтому рациональное проектирование электропривода связано с правильным выбором электродвигателя по нагреву, т.е. так, чтобы температура его в рабочем режиме не превышала допустимого для применяемой в нем изоляции. С другой стороны, если электродвигатель не нагревается до температуры, близкой к максимально допустимой, использование его оказывается неполным.

Основным критерием выбора мощности двигателя является нагрев двигателя. Выбор мощности двигателя производится в соответствии с нагрузкой на его валу, обусловленной режимом работы производ-

твенного механизма. Номинальная мощность двигателя должна быть выбрана такой величины, чтобы его средняя температура не превышала допустимой, установленной в соответствии с классом изоляции.

Допустимая температура нагрева двигателя определяется нагревостойкостью примененных в нем изоляционных материалов, которые делятся на 7 классов (таб. 11.1).

Таблица 11.1. Нагреваемость изоляционных материалов двигателей

	V	A	E	B	F	H	C
Допустимая температура, °C	90	105	120	130	145	180	>180
Допустимая температура перегрева над стандартной, $\tau_{\text{дон}}^{\text{ст}} \text{ } ^\circ\text{C} = 40^\circ\text{C}$	50	65	80	90	105	140	>140

После того как произведен выбор двигателя по условиям нагрева, необходимо произвести проверку его по условиям пуска и перегрузочной способности.

11.7.2. Нагрев и охлаждение двигателей

Работа двигателя сопровождается потерями части энергии, которые превращаются в теплоту. Мощность потерь ΔP определяется как

$$\Delta P = P \frac{(1 - \eta)}{\eta} \quad (11.45)$$

где P — мощность на валу двигателя;

η — к.п.д. двигателя.

При увеличении нагрузки P потери в двигателе возрастают. Они нагревают двигатель и частично передаются в окружающую среду. Температура двигателя $t_{\text{дв}}$ и его изоляции возрастает и может достигнуть недопустимых значений. Температура двигателя зависит также от температуры окружающей среды $t_{\text{о.с.}}$. При расчетах температуру окружающей среды $t_{\text{о.с.}}$ принимают равной $+40^\circ\text{C}$. Разность между температурой двигателя и окружающей среды называют температурой перегрева $\tau = t_{\text{дв}} - t_{\text{о.с.}}$.

При исследовании процессов нагрева и охлаждения двигателя считают, что температура всех частей двигателя одинакова, а отдача тепла двигателем во внешнюю среду пропорциональна величине перегрева τ .

Тепловой баланс двигателя за промежуток времени dt можно представить следующим уравнением

$$\Delta P dt = A_{\text{н}} \tau dt + C d\tau, \quad (11.46)$$

где ΔP — мощность потерь в двигателе, Вт; C — теплоемкость двигателя, Дж/°С; A_H — теплоотдача двигателя, Дж/(с·°С); τ — температура перегрева двигателя, °С; t — время, с.

Решением уравнения (11.46) является выражение

$$\tau = \frac{\Delta P}{A_H} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_H}} \right) + \tau_0 e^{-\frac{t}{T_H}}, \quad (11.47)$$

Здесь τ_0 — превышение температуры двигателя в момент $t = 0$; $T_H = C/A_H$ — постоянная времени нагревания двигателя, с.

При $t = \infty$ превышение температуры двигателя достигает установившегося значения

$$\tau_{уст} = \Delta P / A_H. \quad (11.48)$$

На рис. 11.57 приведена зависимость $\tau(t)$, иллюстрирующая протекание процесса нагрева двигателя, кривая 1 при $\tau_0 = 0$.

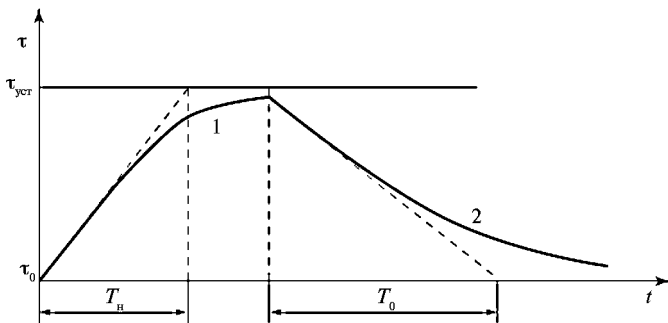


Рис. 11.57

Практически процесс нагрева двигателя можно считать закончившимся за время $t \approx 3T_H$. Значение постоянной времени нагрева зависит от размеров, конструкции, условий охлаждения двигателей и колеблется от нескольких минут до нескольких часов. Каждому значению нагрузки двигателя P соответствует вполне определенное значение $\tau_{уст}$. Для двигателя с номинальной нагрузкой $P_{ном}$ кривая нагрева асимптотически приближается к допустимой температуре перегрева $\tau_{доп}$.

При выключении работающего двигателя приток тепла прекращается ($\Delta P = 0$), а отдача тепла, накопленного в двигателе, во внешнюю среду продолжается до тех пор, пока его температура не станет равной температуре окружающей среды. Для процесса охлаждения уравнение (11.46) принимает вид

$$A_0 \tau dt + C d\tau = 0, \quad (11.49)$$

где A_0 — теплоотдача остановленного двигателя.

Решением этого уравнения является выражение

$$\tau = \tau_0 e^{-\frac{t}{T_0}}, \quad (11.50)$$

где $T_0 = C/A_0$ — постоянная времени процесса охлаждения, а τ_0 — перегрев двигателя в момент отключения.

На рис. 11.57 приведена кривая 2, иллюстрирующая процесс охлаждения двигателя. Охлаждение двигателя до температуры окружающей среды практически заканчивается за время $t = 3T_0$. Для двигателей с самовентиляцией после останова вентилятор не работает, условия теплоотдачи ухудшаются т.е. постоянная охлаждения T_0 больше постоянной нагревания T_n примерно в два раза. Поэтому процесс охлаждения двигателя протекает медленнее, чем процесс нагрева. Процессы нагрева и охлаждения двигателей зависят от режимов работы двигателей.

11.7.3. Режимы работы электрических двигателей

Режим работы электрической машины — это чередование периодов, характеризуемых величиной и продолжительностью нагрузки.

Двигатели применяют в различных технологических установках, в связи с чем продолжительность их работы различна. Одни работают без остановки сутками, другие лишь кратковременно, у третьих периоды работы сменяются соизмеримыми паузами. Это оказывает решающее воздействие на характер происходящих в двигателе тепловых процессов.

С точки зрения режимов нагрева и охлаждения двигателей различают три основных режима работы двигателей: продолжительный, кратковременный и повторно-кратковременный.

Для описания этих режимов работы используют нагрузочные диаграммы рис. 11.58, которые представляют собой графики зависимости параметра, характеризующую нагрузку двигателя (мощность P , момента M или силы потребляемого тока I) от продолжительности времени t отдельных этапов, составляющих время работы двигателя.

Продолжительный режим — это такой режим, при котором работа двигателя продолжается так долго, что температура перегрева всех его частей успевает достигнуть установившихся значений $\tau_{уст}$. Различают *продолжительный режим с неизменной нагрузкой $P = \text{const}$* (рис. 11.58 а) и *продолжительный режим с изменяющейся нагрузкой* (рис. 11.58 б).

При **повторно-кратковременном режиме** кратковременные периоды работы двигателя t_p чередуются с периодами отключения двигателя (паузами) t_0 , причем за период t_p превышение температуры τ не успева-

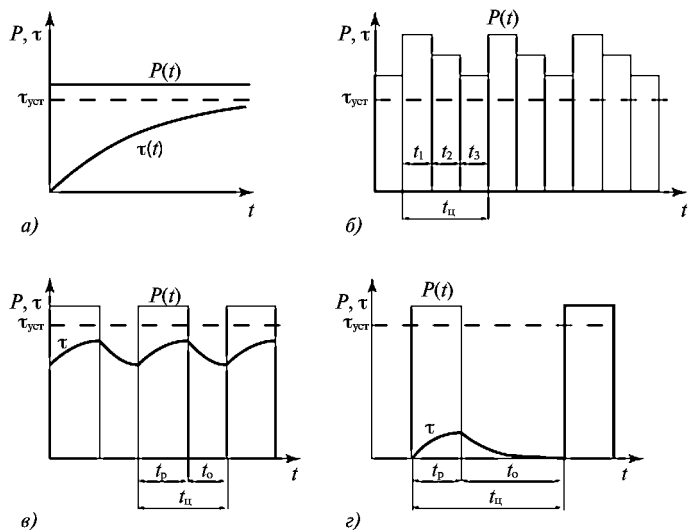


Рис. 11.58

ет достигнуть установившихся значений, а за период t_o двигатель не успевает охладиться до температуры окружающей среды (рис. 11.58 в)

Кратковременный режим — когда периоды неизменной номинальной нагрузки чередуются с периодами отключения двигателя (рис. 11.58 г). При этом периоды работы (нагрузки) двигателя t_p настолько кратковременны, что температура перегрева двигателя не достигает установившегося значения, а периоды отключения двигателя t_o настолько продолжительны, что все части двигателя успевают охладиться до температуры окружающей среды.

11.7.4. Выбор двигателя по мощности при продолжительном режиме работы

Продолжительный режим работы (рис. 11.58 а, б) характерен для большинства электроприводов.

Номинальной мощностью двигателя для продолжительного режима называется полезная мощность, которую двигатель может развивать на валу при длительной работе и номинальных условиях (напряжения и частоте сети, температуре окружающей среды $40\text{ }^\circ\text{C}$), не перегреваясь выше допустимой температуры $\tau_{доп}$. Эта мощность указывается на шитке двигателя и в каталогах.

Продолжительный режим с постоянной нагрузкой

Для электроприводов с постоянной или малоизменяющейся нагрузкой, если задана номинальная мощность рабочего механизма P_m , то расчетная мощность электродвигателя, требуемая для приведения его в движение

$$P_{\text{расч}} = P_m / \eta_n \quad (11.51)$$

где η_n — к.п.д. системы передачи от двигателя к рабочему механизму. Номинальную мощность $P_{\text{ном}}$ электропривода находят из условия

$$P_{\text{ном}} \geq P_{\text{расч}}. \quad (11.52)$$

В ряде случаев задается не требуемая мощность, а момент на валу производственного механизма и частота его вращения. Тогда расчетная мощность, кВт, определяют по формуле

$$P_{\text{расч}} = \frac{M_m n_m}{9550 \eta_n}, \quad (11.53)$$

где: M_m — момент нагрузки на валу механизма, Н·м;

n_m — частота вращения механизма, мин⁻¹; η_n — к.п.д. передачи.

Опыт проектирования приводов позволяет создать методы расчета требуемой расчетной мощности для ряда типовых установок.

Мощность двигателя вентилятора определяют по формуле

$$P_{\text{расч}} = \frac{QH}{102 \eta_n \eta_v}, \quad (11.54)$$

где: Q — производительность вентилятора, м³/с; H — давление или разрежение, мм водяного столба; η_n — к.п.д. передачи от электродвигателя к вентилятору; η_v — коэффициент полезного действия вентилятора (для осевого вентилятора $\eta_v = 0,4 \dots 0,7$, а для центробежного вентилятора — $0,4 \dots 0,8$).

Мощность двигателя насоса при длительном режиме работы равна

$$P_{\text{расч}} = \frac{\gamma QH}{102 \eta_n \eta_n}, \quad (11.55)$$

где: Q — производительность насоса, м³/с;

γ — плотность жидкости, кг/м³; η_n — коэффициент полезного действия насоса (для центробежных насосов высокого давления $\eta_n = 0,5 \dots 0,8$, для центробежных насосов низкого давления — $0,3 \dots 0,6$, а для поршневых насосов — $0,8 \dots 0,9$); η_n — к.п.д. передачи от электродвигателя к насосу; H — расчетная высота подачи, м.

Мощность двигателя компрессора при длительном режиме работы рассчитывают по формуле

$$P_{\text{расч}} = \frac{QA}{102\eta_k\eta_n}, \quad (11.56)$$

где Q — производительность компрессора, м³/с; A — работа сжатия 1 м³ воздуха; η_n — к.п.д. передачи от двигателя к компрессору, η_k — к.п.д. компрессора.

По полученным расчетным значениям мощности по каталогу выбирают двигатель с номинальной мощности, $P_{\text{ном}} \geq P_{\text{расч}}$.

Продолжительный режим работы при переменной нагрузке

В большинстве случаев для таких режимов работы применяют приближенные методы выбора мощности двигателя по нагреву: метод средних потерь и вытекающие из него менее точные но более удобные методы эквивалентных величин (тока, момента и мощности).

Метод средних потерь. По известной нагрузочной диаграмме вычисляется средняя мощность двигателя

$$P_{\text{ср}} = \frac{P_1t_1 + P_2t_2 + \dots + P_nt_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}, \quad (11.57)$$

где P_k и t_k — мощность и продолжительность k -го участка нагрузочных диаграмм. Предварительно выбирают двигатель по мощности из условия

$$P_{\text{ном}} \geq k_3 P_{\text{ср}}, \quad (11.58)$$

где k_3 — коэффициент запаса, $k_3 = 1,1 \div 1,3$.

Затем с учетом зависимости к.п.д. предварительно выбранного по каталогу двигателя по мощности определяют потери ΔP_k на участках диаграммы

$$\Delta P_k = P_k \frac{(1 - \eta_k)}{\eta_k}, \quad (11.59)$$

и среднюю мощность потерь за цикл

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\Delta P_1t_1 + \Delta P_2t_2 + \dots + \Delta P_nt_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}. \quad (11.60)$$

Найденные потери сравнивают с номинальными $\Delta P_{\text{ном}}$ предварительно выбранного двигателя (при $\eta_{\text{ном}}$). Если $\Delta P_{\text{ср}} \leq \Delta P_{\text{ном}}$, то двигатель выбран правильно. При $\Delta P_{\text{ср}} > \Delta P_{\text{ном}}$ двигатель будет перегреваться, что недопустимо. В этом случае выбирают по каталогу двигатель ближайшей большей мощности и расчет повторяется.

Недостатком данного метода является необходимость знания зависимости к.п.д. от мощности для конкретных двигателей и предварительного определения потерь для каждого участка нагрузочной диаграммы.

Методы эквивалентных величин (тока, момента и мощности).

Если нагрузочная диаграмма двигателя задана в виде изменения тока в функции времени (рис. 11.59 а) двигатель выбирают по значению эквивалентного тока.

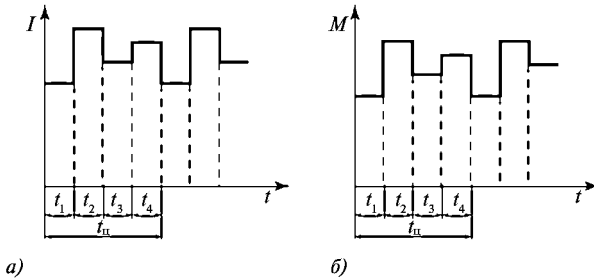


Рис. 11.59

Рассматриваемый метод основан на замене действительного тока $I(t)$, потребляемого двигателем при переменной нагрузке, эквивалентным током неизменной величины $I_{\text{эк}}$, который вызывает в двигателе те же потери за цикл работы ($t_{\text{эк}}$), что и действительный ток.

Мощность потерь в двигателе складываются из постоянных потерь $\Delta P_{\text{п}}$ не зависящих от тока и переменных $\Delta P_{\text{пер}}$ потерь:

$$\Delta P = \Delta P_{\text{п}} + \Delta P_{\text{пер}} = \Delta P_{\text{п}} + RI^2 \quad (11.61)$$

К постоянным относят потери в магнитопроводе и механические, к переменным — потери в обмотках.

Мощность потерь в двигателе за цикл работы равны сумме потерь на каждом из участков

$$\Delta P_{\text{ср}} = \Delta P_{\text{п}} + RI_{\text{эк}}^2 = [(\Delta P_{\text{п}} + RI_1^2)t_1 + (\Delta P_{\text{п}} + RI_2^2)t_2 + \dots + (\Delta P_{\text{п}} + RI_n^2)t_n] / t_{\text{эк}} \quad (11.62)$$

Так как

$$\Delta P_{\text{п}} t_{\text{эк}} = \Delta P_{\text{п}} (t_1 + t_2 + \dots + t_n), \quad (11.63)$$

получим

$$RI_{\text{эк}}^2 t_{\text{эк}} = RI_1^2 t_1 + RI_2^2 t_2 + \dots + RI_n^2 t_n \quad (11.64)$$

откуда

$$I_{\text{э}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_{\text{ц}}}}. \quad (11.65)$$

По значению эквивалентного тока выбирают по каталогу двигатель, исходя из условия, что

$$I_{\text{ном}} \geq I_{\text{э}}, \quad (11.66)$$

где $I_{\text{ном}}$ — номинальный ток двигателя.

Выбранный таким образом двигатель удовлетворяет условиям допустимого нагрева. Затем двигатель должен быть проверен по допустимой нагрузке по току по условию

$$\lambda_I \geq \frac{I_{\text{м}}}{I_{\text{ном}}}, \quad (11.67)$$

где λ_I — допустимый коэффициент перегрузки двигателя по току (определяют по каталогу); $I_{\text{м}}$ — наибольшее значение тока (находят из графика). В случае если выбранный по условиям нагрева по формуле (11.66) двигатель не удовлетворяет условию (11.67), необходимо выбрать по каталогу двигатель соответствующий ближайшей большей мощности.

Если нагрузочная диаграмма двигателя задана зависимостью $M(t)$ и, учитывая, что для двигателей момент пропорционален току можно перейти от эквивалентного тока к эквивалентному моменту, если в (11.65) ток выразить через момент:

$$M_{\text{э}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n}{t_{\text{ц}}}}. \quad (11.68)$$

По расчетному значению эквивалентного момента по каталогу выбирают необходимый двигатель исходя из условия

$$P_{\text{ном}} \geq \frac{M_{\text{э}} n_{\text{ном}}}{9550}, \quad (11.69)$$

где $n_{\text{ном}}$ — значение номинальной частоты вращения двигателя.

Для приводов, скорость двигателей которых не регулируется и мало зависит от нагрузки (двигатель постоянного тока с параллельным возбуждением, асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором и синхронные двигатели трехфазного тока) мощность

$$P = \Omega M \quad (11.70)$$

примерно пропорциональна моменту.

Выразив в (11.68) M через P , получим расчетную формулу для расчета эквивалентной мощности:

$$P_{\text{э}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_n}}. \quad (11.71)$$

Номинальная мощность требуемого двигателя должна удовлетворять условию

$$P_{\text{ном}} \geq P_{\text{э}}. \quad (11.72)$$

При определении мощности двигателя необходимо учитывать потери энергии в двигателе при пуске и торможении, особенно, когда цикл работы непродолжительный и число включений двигателя в час достигает несколько десятков.

Проверку асинхронных и синхронных двигателей на перегрузку по моменту проводят из условия

$$K_d \lambda_m M_{\text{ном}} \geq M_m, \quad (11.73)$$

где K_d — коэффициент допустимой перегрузки, $K_d = 0,8 \dots 0,85$; $\lambda_m = M_{\text{max}} / M_{\text{ном}}$ — кратность максимального момента двигателя (находят по каталогу); $M_{\text{ном}}$ — номинальный момент двигателя; M_{max} — максимальный момент двигателя; M_m — наибольший момент нагрузки на валу (находят по нагрузочной диаграмме).

При пуске двигателей под нагрузкой требуется их проверка по пусковым условиям. Для асинхронных короткозамкнутых двигателей для характеристики пускового процесса в каталогах приводится кратность пускового момента

$$\lambda_n = M_n / M_{\text{ном}}, \quad (11.74)$$

где $M_{\text{ном}}$ — номинальный момент двигателя; M_n — пусковой момент двигателя.

Условию нормального пуска соответствует неравенство

$$\lambda_n M_{\text{ном}} \geq K_n M_c, \quad (11.75)$$

где M_c — момент сопротивления на валу двигателя при пуске;

K_n — коэффициент запаса пускового момента; $K_n = 1, 2 \dots 1, 3$.

Асинхронные двигатели с фазным ротором пускают в ход с помощью пускового реостата. Наличие пусковых реостатов обеспечивает плавность пуска и позволяет получить пусковой момент, равный максимальному.

Для синхронных двигателей, пуск которых осуществляется в асинхронном режиме, в каталогах указывается кратность пускового момента.

11.7.5. Выбор двигателя для повторно-кратковременного режима работы

Диаграммы, характеризующие повторно-кратковременный режим, приведены на рис. 11.58 в. В этом режиме периоды нагрузки t_o чередуются с периодами отключения двигателя t_p (паузами). Продолжительность одного периода нагрузки и паузы называются циклом $t_{\text{ц}} = t_p + t_o$. Продолжительность одного цикла не должна превышать 10 мин. Если $t_{\text{ц}} > 10$ мин., то режим работы двигателя считается длительным режимом работы. В повторно кратковременном режиме работают подъемные краны, прессы и штамповочные машины, центрифуги периодического действия, некоторые метало-обрабатывающие станки и др.

Повторно-кратковременный режим работы двигателя характеризуется относительной (в процентах) продолжительностью включения (ПВ)

$$\text{ПВ} = \frac{t_p}{t_p + t_o} 100\%. \quad (11.76)$$

Промышленностью выпускаются специальные двигатели для повторно-кратковременного режима работы с нормированной продолжительностью включения (ПВ) 15, 25, 40 и 60 %. Для этого режима работы могут быть использованы и двигатели единых серий с повышенным скольжением.

Выбор номинальной мощности двигателей для повторно-кратковременного режима производят на основании нагрузочных диаграмм методом эквивалентных величин (тока, момента или мощности).

Например, если график нагрузки имеет вид, представленный на рис. 11.58 в, то эквивалентная мощность

$$P_{\text{э}} = \sqrt{\frac{P^2 t_p}{t_p + t_o}} = P \sqrt{\frac{t_p}{t_p + t_o}} = P \sqrt{\frac{\text{ПВ}}{100}}. \quad (11.77)$$

Если график нагрузки повторно-кратковременного режима имеет несколько участков с постоянной нагрузкой, то эквивалентная мощность

$$P_{\text{э}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_{\text{ц}}}} = P_{\text{э}}^0 \sqrt{\frac{\text{ПВ}}{100}}. \quad (11.78)$$

где $P_{\text{э}}^0$ — эквивалентная мощность без учета останова; значение ПВ определяют как

$$\text{ПВ} = \frac{\sum_{p=1}^n t_p}{\sum_{p=1}^n t_p + t_0} 100\%. \quad (11.79)$$

Двигатель для такого режима работы выбирают по номинальной мощности $P_{\text{ном}} \geq P_{\text{э}}$ и продолжительности включения (ПВ). Если мощность и продолжительность включения реального цикла нагрузки совпадают с нормированными значениями, то двигатель выбирают по каталогу. Однако часто расчетное значение ПВ цикла, полученное согласно нагрузочной диаграмме, отличается от стандартного значения для двигателей, тогда фактическую эквивалентную мощность $P_{\text{э}}$ пересчитывают на ближайшую или меньшую нормированную продолжительность включения $\text{ПВ}_{\text{н}}$ по формуле

$$P'_{\text{э}} = P_{\text{э}} \sqrt{\frac{\text{ПВ}}{\text{ПВ}_{\text{н}}}}. \quad (11.80)$$

где $P_{\text{э}}$ — эквивалентная мощность при данном графике нагрузки, пересчитанное на $\text{ПВ}_{\text{н}}$.

По значению $P'_{\text{э}}$ определяется мощность двигателя $P_{\text{ном}} \geq P'_{\text{э}}$ где $P_{\text{ном}}$ — номинальная мощность двигателя по каталогу при данной нормированной продолжительности включения $\text{ПВ}_{\text{н}}$. Выбранный двигатель проверяется на пусковой и перегрузочный моменты.

11.7.6. Выбор двигателя для кратковременного режима работы

При кратковременном режиме двигатель включается эпизодически на короткое время, за время работы не нагревается до установившейся температуры $t_{\text{уст}}$ (рис. 11.58 з), а в течение последующего длительного останова охлаждается до температуры окружающей среды.

В кратковременном режиме работают электроприводы задвижек, вентилях, ремонтных и монтажных кранов и др.

Электротехническая промышленность выпускает специальные типы двигателей, рассчитанные на кратковременный режим работы длительностью 10, 30, 60 и 90 мин. Эти двигатели обладают повышенной перегрузочной способностью и могут кратковременно преодолевать большие нагрузки. Выбор мощности двигателя по тепловому нагреву при кратковременной постоянной нагрузке P (рис. 11.58 з) сводится к выбору двигателя по каталогу с учетом длительности и частоты включения на основании условия $P_{\text{ном}} \geq P$. Выбранный по каталогу двигатель должен быть проверен на условия пуска и перегрузки.

11.7.7. Единые серии асинхронных двигателей

Электрические машины бывают общего и специального назначения. Специальные машины выпускаются как отдельными сериями, так и мелкими партиями.

Электрические машины общего назначения проектируются и производятся едиными сериями-рядами, в которых номинальная мощность и размеры нарастают дискретно в строго определенной закономерности. Для всех машин каждой серии характерны одинаковые условия эксплуатации и подобные конструкции т.е. взаимозаменяемость узлов и деталей. В сериях стандартизованы конструктивные исполнения, габаритные и установочные размеры. Серии традиционно называют едиными, так как по общему проекту выпускаются многими заводами и используются во всех отраслях.

В 70-х гг. XX в. начались разработка и освоение выпуска серии асинхронных двигателей 4А с высотами осей вращения 50...355 мм и номинальными мощностями от 0,06 до 400 кВт. Шкала мощностей и установочные размеры этой серии были согласованы с международными стандартами.

В конце 80-х гг. XX в. была спроектирована единая серия АИ с двумя стандартными разновидностями: АИР и АИС. При тех же, что и в серии 4А, высотах осей вращения и номинальных мощностях эта серия имела некоторое превосходство по надежности и другим эксплуатационным показателям. При разработке серии АИ учитывались все рекомендации стандартов международной электротехнической комиссии (МЭК).

В 90-х гг. XX в. начался выпуск асинхронных двигателей двух новых единых серий 5А и RA.

Машины серии 5А имеют высоты осей вращения от 80 до 315 мм и номинальные мощности на валу от 0,55 до 200 кВт; разработаны так же двигатели с высотой оси 355 мм мощностью до 400 кВт.

Серия RA включает в себя двигатели с высотами осей вращения от 71 до 315 мм и мощностями от 0,25 до 2090 кВт основного исполнения и модификации.

Технические данные двигателей серии RA приведены в Приложении 6.

С конца 90-х гг. XX в. разрабатывается и осваивается производство новой серии асинхронных двигателей — 6А, которая полностью соответствует европейским стандартам и потребительским требованиям рынка. Число модификаций и специализированных исполнений в этой серии значительно расширены.

Глава двенадцатая.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ

12.1. Измерительные приборы	350
12.1.1. Основные понятия и определения	350
12.1.2. Характеристики и параметры средств измерения	351
12.1.3. Условные обозначения, наносимые на шкалу измерительных приборов	354
12.1.4. Электромеханические измерительные преобразователи	356
12.2. Методы измерения	359
12.2.1. Измерение тока	359
12.2.2. Измерение напряжения	361
12.2.3. Измерение мощности и энергии	363
12.2.4. Прямые методы измерения сопротивления резистора	364
12.2.5. Компарирующие методы измерений	366
12.2.6. Резонансный метод измерения параметров катушек индуктивности и конденсаторов	369
12.3. Цифровые измерительные приборы	371
12.3.1. Квантование и дискретизация непрерывных величин	371
12.3.2. Цифровые вольтметры	377
12.3.3. Цифровые мультиметры	384
12.3.4. Универсальный RLC-метр Agilent	385
12.3.5. Счётчики электрической энергии	387
12.3.6. Цифровые частотомеры	387

Глава двенадцатая.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ

12.1. Измерительные приборы

12.1.1. Основные понятия и определения

Измерение – нахождение значения физической величины опытным путем при помощи специальных технических средств.

Значение физической величины – оценка физической величины некоторым числом в принятых для нее единицах.

Числовое значение физической величины – отвлеченное число, входящее в значение физической величины.

Действительное значение физической величины – это значение физической величины, найденное экспериментальным путем и настолько приближающееся к истинному значению, что для данной цели может быть взято вместо него.

Прямое измерение – измерение, при котором искомое значение величины находят непосредственно из эксперимента.

Косвенное измерение – измерение, при котором искомое значение величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, которые могут быть получены прямым измерением.

Метод измерений – совокупность приёмов использования принципов и средств измерения.

Метод непосредственной оценки – измерение, при котором значение величины определяют непосредственно по отсчетному устройству измерительного прибора прямого действия.

Метод сравнения с мерой – метод измерения, при котором измеряемую величину сравнивают с величиной, воспроизводимой мерой.

Мера – средство измерения, предназначенное для воспроизведения и хранения физической величины заданного размера.

Средства измерения – технические средства, применяемые при измерениях и имеющие нормированные метрологические свойства.

Измерительный прибор – средство измерения, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателя.

Аналоговый прибор – измерительный прибор, показания которого являются непрерывной функцией измеряемой величины.

Цифровой прибор – измерительный прибор, автоматически вырабатывающий дискретные сигналы измерительной информации, показания которого представлены в цифровой форме.

Измерительный преобразователь – средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, обработки, хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

12.1.2. Характеристики и параметры средств измерения

Уравнение преобразования – однозначная функция, позволяющая найти значение выходной величины в зависимости от значения измеряемой величины:

$$Y = f(X) \text{ или } Y = f(X_1, X_2, \dots). \quad (12.1)$$

Уравнение преобразования определяется принципом устройства преобразователя или прибора и способом его включения. В стрелочных приборах непосредственной оценки выходной величиной является угол поворота стрелки. Уравнение преобразования полностью характеризует назначение преобразователя, его чувствительность и диапазон измерения, а также влияние внешних воздействий. Это уравнение может быть линейным или нелинейным.

Диапазон измерений устройства – пределы (минимальный и максимальный) измеряемой величины, преобразование которой производится с заданной точностью и может быть получено на данном средстве измерения в виде выходной информации.

Чувствительность – отношение приращения выходной величины к приращению входной: $S = dY/dX$. При линейном уравнении преобразования

$$S = Y/X. \quad (12.2)$$

Чем выше чувствительность преобразователя или прибора, тем меньшее значение величины может быть измерено.

Абсолютная погрешность меры – разность между номинальным значением меры (указанным в паспорте) и действительным значением:

$$\Delta X_M = |X_{\text{ном}} - X_{\text{д}}|. \quad (12.3)$$

Абсолютная погрешность измерительного прибора – разность между значением величины, показываемой прибором, и действительным значением:

$$\Delta X_{\text{п}} = |X_{\text{п}} - X_{\text{д}}|. \quad (12.4)$$

Абсолютная погрешность измерительного преобразователя – разность между входной величиной, вычисленной по выходной через номинальный коэффициент преобразования или уравнение преобразования, и действительным значением измеряемой величины:

$$\Delta X_{\text{вх}} = |f^{-1}(Y) - X_{\text{д}}|. \quad (12.5)$$

Здесь $f^{-1}(Y) = X$ – функция, обратная $f(X) = Y$.

Относительная погрешность измерения – отношение абсолютной погрешности измерения к действительному значению измеряемой величины, выраженное в процентах:

$$\gamma_{\text{о}} = \frac{\Delta X}{X_{\text{д}}} 100. \quad (12.6)$$

Приведенная погрешность измерения – отношение абсолютной погрешности измерения к диапазону измерений устройства, выраженное в процентах:

$$\gamma_{\text{оп}} = \frac{\Delta X}{X_{\text{max}} - X_{\text{min}}} 100. \quad (12.7)$$

Для приборов с $X_{\text{min}} = 0$

$$\gamma_{\text{оп}} = \frac{\Delta X}{X_{\text{ном}}} 100. \quad (12.8)$$

Основная погрешность средств измерения – погрешность при номинальных условиях их применения (положение, температура, влажность, внешние магнитные и электрические поля и т. д.).

Дополнительная погрешность средств измерения – погрешность, вызванная отклонением условий применения от их номинальных значений.

Класс точности средств измерения по приведенной погрешности – максимально допустимая основная приведенная погрешность (в любом месте диапазона измерений), округленная до ближайшего большего значения ряда 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5; 4 для приборов

и 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1 для вспомогательных устройств. Класс точности выносят на шкалу прибора.

За класс точности приборов с неравномерной шкалой (омметры, логометры и т. п.) принимают приведенную погрешность угла поворота стрелки:

$$\gamma_{\alpha} = \frac{\Delta\alpha}{\alpha_{ном}} 100\%. \quad (12.9)$$

В этом случае при вынесении класса точности на шкалу под классом точности ставится знак угла ($\sphericalangle^{1,5}$).

Класс точности по относительной погрешности – максимально допустимая относительная погрешность. При вынесении на шкалу класс точности заключают в кружок ($\textcircled{2,5}$).

Относительная допустимая погрешность

$$\delta = \pm \left[c + d \left(\frac{X_k}{X_d} - 1 \right) \right] 100\%, \quad (12.10)$$

где c и d – постоянные величины; X_k – конечное значение диапазона измерений прибора; X_d – действительное значение измеряемой величины.

Обобщенное сопротивление r_0 – входное сопротивление прибора или преобразователя, отнесенное к максимальному значению измеряемой величины. Например, для вольтметров $[R_0] = \text{Ом/В}$, для амперметров $[R_0] = \text{Ом/А}$.

Прямое (определение тока, напряжения, мощности, $\cos \varphi$ и т. д.) или косвенное измерение параметров цепи по ее режиму связано с включением в цепь приборов или преобразователей. Включение средств измерения в цепь вызывает изменение ее режима. Приборы и преобразователи, у которых входная величина – напряжение, тем меньше изменяют режим, чем больше их обобщенное сопротивление, а приборы и преобразователи, у которых входная величина – ток, тем меньше искажают режим, чем меньше их обобщенное сопротивление.

Потребляемая мощность – мощность прибора или преобразователя при максимальном значении измеряемой величины. Чем меньше потребляемая мощность, тем меньше искажает включенный прибор или преобразователь режим цепи, в которой производится измерение.



12.1.3. Условные обозначения, наносимые на шкалу измерительных приборов

Условные обозначения измеряемой величины (например, μA , $\text{M}\Omega$, W и т. д.) наносят на шкалу однопредельных приборов. В этом случае цифры, указанные на шкале прибора, определяют числовое значение физической величины.

Наименование прибора (миллиамперметр, мегаомметр и т. д.) наносят на шкалу многопредельных приборов. В этом случае предел измерения указывают около зажима или переключателя диапазона измерений. Цифры на шкале прибора соответствуют числу делений. Цену деления определяют как отношение предела измерений в данном диапазоне к числу делений.

Другие обозначения, наносимые на шкалы приборов, характеризуют систему преобразователя (табл. 12.1), род измеряемого тока, напряжения и т. д. (табл. 12.2), класс точности, нормальное положение, напряжение испытания изоляции, защищенность от окружающей среды, а также от электрических и магнитных полей, год выпуска и заводской номер (табл. 12.3).

Таблица 12.1. Системы преобразования

Система прибора	Условное обозначение	Система прибора	Условное обозначение
Магнитоэлектрический прибор с подвижной рамкой		Электромагнитный прибор	
Магнитоэлектрический логометр с подвижной рамкой		Электромагнитный логомер	
Электродинамический прибор		Вибрационный прибор	
Электродинамический логометр		Термопреобразователь (изолированный)	
Ферродинамический прибор		Термопреобразователь (неизолированный)	

Окончание табл. 12.1.

Система прибора	Условное обозначение	Система прибора	Условное обозначение
Ферродинамический логометр		Выпрямительный (полупроводниковый) преобразователь	
Индукционный прибор			
Электростатический прибор		Электронный преобразователь	







Таблица 12.2. Род измеряемого тока

Измеряемый ток	Условное обозначение	Измеряемый ток	Условное обозначение
Постоянный		Трёхфазный (общее обозначение)	
Переменный			
Постоянный и переменный		Трёхфазный при неравномерной нагрузке фаз	

Таблица 12.3. Обозначения на шкале приборов

Дополнительные знаки, наносимые на шкалу	Условное обозначение
Класс точности при нормировании погрешности в процентах диапазона измерения	1,5
То же при нормировании погрешности в процентах длины шкалы	
Горизонтальное положение шкалы	
Вертикальное положение шкалы	
Наклонное положение шкапы под определенным углом к горизонту	

Окончание табл. 12.3.

Дополнительные знаки, наносимые на шкалу	Условное обозначение
Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана на напряжение 2 кВ	
Прибор испытанию прочности изоляции не подлежит	
Прибор защищен от внешнего магнитного поля	
Прибор защищен от внешнего электростатического поля	
Осторожно! Прочность изоляции цепи относительно корпуса не соответствует нормам (знак выполняется красным цветом)	
Внимание! Смотри дополнительные указания в паспорте и инструкции по эксплуатации	

12.1.4. Электромеханические измерительные преобразователи

Измерительные механизмы (ИМ) различаются по принципу действия, который определяет их назначение и функцию преобразования.

В уравнениях преобразователей (12.1–12.6) α – угол поворота указателя; W – жёсткость пружины; Ψ – потокосцепление катушки; L – индуктивность катушки; M_{12} – взаимная индуктивность катушек; C – ёмкость измерительной системы; k – коэффициент пропорциональности; F – нелинейная функция, определяемая конструкцией прибора; Ψ_{12} , Ψ_{01} , Ψ_{02} – углы сдвига фаз между соответствующими токами.

Магнитоэлектрическая система

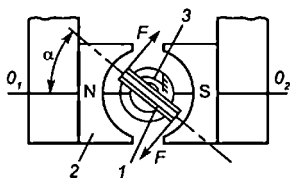


Рис. 12.1

Взаимодействие магнитного поля постоянного магнита 2 и катушки с измеряемым током 1 создает механический момент, который измеряют пружинными крутильными весами 3.

Уравнение преобразования:

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{d\Psi}{d\alpha} I. \quad (12.11)$$

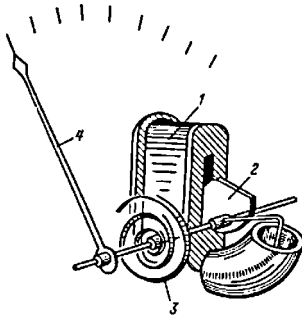
Электромагнитная система

Рис. 12.2

Ток в измерительной катушке I (рис. 12.2) создает магнитное поле. На подвижной системе закреплен стальной сердечник 2. Взаимодействие стального сердечника и магнитного поля вызывает механический момент, который измеряют при помощи пружинных крутильных весов 3 с указателем 4.

Уравнение преобразования:

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{dL}{d\alpha} I^2 \quad (12.12)$$

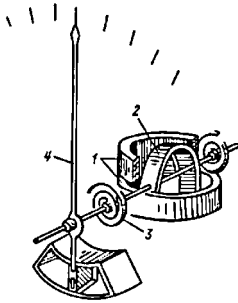
Электродинамическая система

Рис. 12.3

Механический момент в системе катушек 1 и 2 (рис. 12.3) возникает в результате взаимодействия магнитных полей, возбуждаемых токами в катушках. Катушка 1 закреплена неподвижно, катушка 2 — на оси вместе с указателем. Момент измеряют при помощи пружинных крутильных весов 3 с указателем 4. Момент, возникающий в системе, пропорционален произведению токов в катушках.

Уравнение преобразования:

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{12}}{d\alpha} I_1 I_2 \cos \psi_{12} \quad (12.13)$$

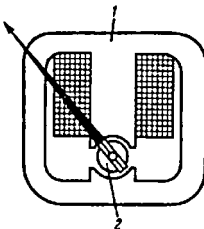
Ферродинамическая система

Рис. 12.4

Принцип действия таких механизмов аналогичен принципу действия электродинамической системы. Введение стального магнитопровода 1 и 2 в измерительный механизм (рис. 12.4) увеличивает чувствительность преобразователя.

Уравнение преобразования:

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{12}}{d\alpha} I_1 I_2 \cos \psi_{12} \quad (12.14)$$

Индукционная система

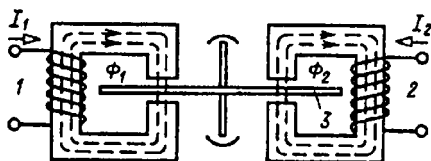


Рис. 12.5

Система двух катушек 1, 2 с переменными токами (рис. 12.5) создает бегущее магнитное поле (потоки Φ_1 и Φ_2). Такое поле индуцирует вихревые токи в алюминиевом диске 3, закрепленном на оси. Взаимодействие индуцированного тока с бегущим магнитным полем вызывает механический момент.

Взаимодействие индуцированного тока с бегущим магнитным полем вызывает механический момент.

Уравнение преобразования:

$$\alpha = k \int_0^{T_s} I_1 I_2 \sin \psi_{12} dt \quad (12.15)$$

Электростатическая система

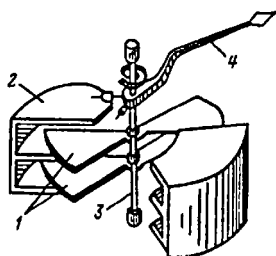


Рис. 12.6

Преобразователь состоит из двух электродов, изолированных друг от друга (рис. 12.6). Электрод 1 находится на оси 3 с указателем 4, электрод 2 закреплен неподвижно. Электроды образуют конденсатор. К электродам подводится напряжение, под действием которого они заряжаются. Сила взаимодействия возникает между разноименно заряженными электродами. Угол отклонения подвижной системы зависит от напряжения между электродами.

Уравнение преобразования:

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{dC}{d\alpha} U^2 \quad (12.16)$$

Таблица 12.4. Параметры измерительных механизмов

Система измерительного механизма	Максимальная чувствительность, рад/А (рад/В)	Минимальный предел входной величины, А (В)	Потребляемая мощность при полном отклонении указателя, Вт	Рабочий диапазон частот, Гц	Высший класс точности
Магнитоэлектрическая	$1,5 \cdot 10^7$	10^{-7}	10^{-9}	—	0,1
Электромагнитная	$1,5 \cdot 10^2$	10^{-2}	0,1	$40 - 8 \cdot 10^3$	0,2
Электродинамическая	$1,5 \cdot 10^2$	10^{-2}	0,1	$40 - 20 \cdot 10^3$	0,1
Ферродинамическая	$0,3 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^{-3}$	0,025	$10 - 1,5 \cdot 10^3$	0,5
Индукционная	—	—	0,8	50	0,5
Электростатическая	0,15	10	—	$20 - 30 \cdot 10^6$	0,05

12.2. Методы измерения

12.2.1. Измерение тока

Амперметры (А), миллиамперметры (mA), микроамперметры (μ A) и гальванометры служат для прямого измерения тока. Гальванометры применяют также для индикации тока, т. е. как указатели наличия или отсутствия тока. Измерительные приборы могут быть одно- и многопредельными.

Приборы включают в цепь последовательно с ветвью, в которой производится измерение тока. Ток прибора равен току ветви.

Погрешность измерения вызвана увеличением сопротивления ветви, в которую включен прибор. При постоянном токе

$$\Delta i = \frac{I_A - I_d}{I_d} 100\% = -\frac{R_A}{R_{вх} + R_A} 100\%, \quad (12.17)$$

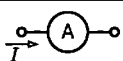
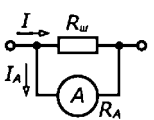
где I_A , I_d — показание амперметра и действительное значение тока в цепи до включения прибора; R_A — сопротивление амперметра; $R_{вх}$ — входное сопротивление цепи со стороны выводов, к которым подключен прибор.

Параметры приборов различных систем приведены в табл. 12.5. В табл. 12.6 даны схемы включения амперметров.

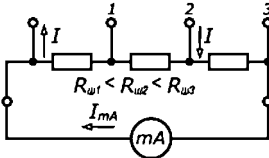
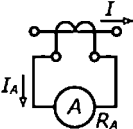
Таблица 12.5. Параметры амперметров

Система прибора	Ток и диапазон частот, Пц	Измеряемое значение тока	Высший класс точности	Падение напряжения на приборе при I_{max} , В	Способ расширения пределов измерения
Магнитоэлектрическая	—	Среднее	0,1	0,01–0,1	Включение шунтов
Электромагнитная	\approx 40–8 · 10 ³	Действующее	0,2	0,4–1,5	Включение измерительного трансформатора тока при переменном токе
Электродинамическая	\approx 40–20 · 10 ³	—”—	0,1	0,7–2	Включение шунта или измерительного трансформатора тока при переменном токе
Ферродинамическая	\approx 40–1,5 · 10 ³	Действующее	0,2	1–3	То же
Термоэлектрическая	\sim До 100 · 10 ⁶	—”—	0,5	0,4–1,5	—”—
Выпрямительная двухполупериодная	\sim До 100 · 10 ³	Среднее	1,5	1–4	—”—

Таблица 12.6. Схемы включения амперметров

Схема включения амперметров	Результат измерений
Прямое 	$I = I_A$
С однопредельным шунтом 	$I = k_m I_A; k_m = 1 + R_{ш}/R_m$

Окончание табл. 12.6.

Схема включения амперметров	Результат измерений
С многопредельным шунтом	При включении, показанном на рисунке,
	$I = k_{мА} I_{мА};$ $k_{мА} = \frac{1}{1 + (R_{ш3} + R_{мА}) / (R_{ш1} + R_{ад})}$
С измерительным трансформатором тока	$I = k_{ТТ} I_A; \quad k_{ТТ} = I_{ном} / I_A ном = w_n / w_a$ <p>w_n, w_a — число витков измерительной и линейной обмоток ($w_a = 1$)</p>
	

12.2.2. Измерение напряжения

Вольтметры (V), киловольтметры (kV) и милливольтметры (mV) предназначены для прямого измерения напряжения. Такие приборы могут быть одно- и многопредельными.

Вольтметры включают в цепь параллельно ветви, в которой измеряется напряжение. Напряжение вольтметра равно напряжению ветви.

Погрешность измерения вызвана уменьшением сопротивления ветви, к которой подключен вольтметр. При постоянном напряжении

$$\Delta u = \frac{U_V - U_A}{U_A} 100\% = -\frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_V} 100\%, \quad (12.18)$$


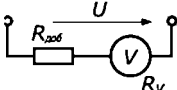
где U_V, U_A — показание вольтметра и действительное значение напряжения до подключения вольтметра; R_V — сопротивление вольтметра; $R_{вх}$ — входное сопротивление цепи со стороны выводов, к которым подключен вольтметр.

В табл. 12.7 приведены параметры вольтметров различных систем, а в табл. 12.8 — схемы их включения.

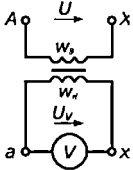
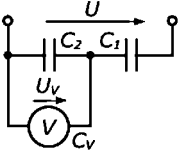
Таблица 12.7. Параметры вольтметров

Система прибора	Ток и диапазон частот, Пц	Измеряемое значение напряжения	Высший класс точности	Обобщенное сопротивление, Ом/В	Способ расширения пределов измерения
Магнито-электрическая	—	Среднее	0,1	До $20 \cdot 10^3$	Включение добавочного резистора
Электро-магнитная	\approx $40 - 5 \cdot 10^3$	Действующее	0,2	50–100	Включение добавочного резистора или измерительного трансформатора напряжения
Электродинамическая	\approx $40 - 20 \cdot 10^3$	—	0,1	10–50	То же
Ферродинамическая	\approx $40 - 1,5 \cdot 10^3$	—	0,2	100–500	—
Выпрямительная двухполупериодная	\sim До $100 \cdot 10^3$	Среднее	1,5	До 1000	—
Электростатическая	\sim До $100 \cdot 10^6$	Действующее	0,5		Включение ёмкостного делителя

Таблица 12.8. Схемы включения вольтметров

Схема включения вольтметра	Результат измерений
<p>Прямая</p> 	$U = U_V$
<p>С добавочным резистором</p> 	$U = k_{доб} U_V; k_{доб} = R_{доб} / R_V + 1$

Окончание табл. 12.8.

Схема включения вольтметра	Результат измерений
<p>С измерительным трансформатором напряжения</p> 	$U = k_{\text{тн}} U_V; k_{\text{тн}} = U_{\text{ном}} / U_{V\text{ном}} = w_n / w_{\text{н}}$
<p>С ёмкостным делителем (только для электростатических вольтметров)</p> 	$U = k_{\text{д}} U_V; k_{\text{д}} = 1 + (C_2 + C_V) / C_1.$ <p>При $C_V \ll C_2$ $k_{\text{д}} \approx 1 + C_2 / C_1$</p>

12.2.3. Измерение мощности и энергии

Измерение активной мощности в цепях постоянного тока, однофазных и трёхфазных цепях переменного тока производят ваттметрами электродинамической или ферродинамической системы. Активную энергию в однофазных и трёхфазных цепях переменного тока измеряют счетчиками индукционной системы.

Расширение пределов измерения напряжения производят, включая добавочные резисторы и измерительные трансформаторы напряжения, а расширение пределов измерения тока — включая измерительные трансформаторы тока. Схемы включения приборов для измерения активной мощности и энергии приведены в табл. 12.9.

Таблица 12.9. Измерение мощности

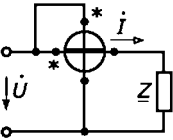
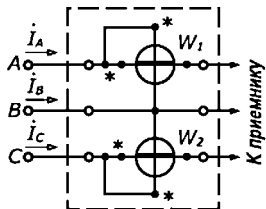
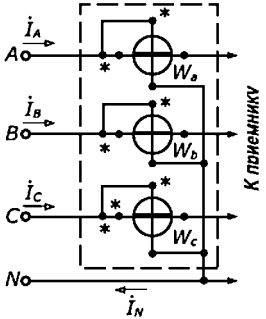
Схема включения ваттметра	Результат измерения
<p>Однофазная цепь</p> 	$P_w = UI \cos \varphi$

Схема включения ваттметра	Результат измерения
<p>Трёхфазная трёхпроводная цепь</p> 	$P = P_1 + P_2;$ $P_1 = U_{AB} I_A \cos \psi_1;$ $P_2 = U_{CB} I_C \cos \psi_2;$ <p>где ψ_1 и ψ_2 — углы сдвига фаз между линейными напряжениями и токами</p>
<p>Трёхфазная четырёхпроводная цепь</p> 	$P = P_A + P_B + P_C;$ $P_A = U_A I_A \cos \varphi_A;$ $P_B = U_B I_B \cos \varphi_B;$ $P_C = U_C I_C \cos \varphi_C$

12.2.4. Прямые методы измерения сопротивления резистора

Для измерения сопротивления резистора в цепи постоянного тока применяют омметры и мегаомметры. Омметрами измеряют сопротивления от 0,1 Ом до 100 МОм при напряжении 1,5–150 В. Мегаомметры применяют для измерения сопротивления изоляции проводов и обмоток электротехнических устройств при напряжении 500–3000 В.

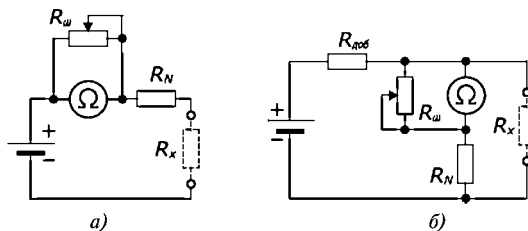


Рис. 12.7

Принцип действия омметра основан на сравнении измеряемого сопротивления с образцовым. Сравнение производят при помощи прибора магнитоэлектрической системы. На рис. 12.7 приведены схемы омметров с последовательным (рис. 12.7 а) и параллельным (рис. 12.7 б) включением образцового резистора. При последовательной схеме угол поворота стрелки прибора

$$\alpha = k_m S_I I_k \frac{R_N}{R_N + R_x}, \quad (12.19)$$

где k_m — коэффициент шунта (см. табл. 12.6); I_k — ток короткого замыкания, т. е. ток в цепи омметра при $R_x = 0$; R_N — сопротивление образцового резистора; R_x — измеряемое сопротивление; S_I — чувствительность прибора. Показания прибора являются однозначной функцией R_x , если $k_m S_I I_k = \text{const}$. Контроль за постоянством значения $k_m S_I I_k$ проводят следующим образом: зажимы омметра замыкают накоротко и, изменяя сопротивление шунта, стрелку выставляют на отметку, соответствующую $R_x = 0$ (обычно она крайняя справа).

Угол поворота стрелки при параллельной схеме включения омметра

$$\alpha = k_m^2 S_I I_x \frac{(R_{\text{шоб}} + R_N) R_x}{R_{\text{шоб}} (R_N + R_x) + R_N R_x}. \quad (12.20)$$

Показания прибора будут однозначной функцией сопротивления $R_x = 0$, если $k_m^2 S_I I_x = \text{const}$. Контроль за постоянством этой величины проводят при $R_x = \infty$ путем изменения сопротивления шунта; стрелку устанавливают на отметку « ∞ ». Параллельную схему включения омметра применяют для измерения сравнительно малых, а последовательную — больших сопротивлений.

Мегаомметры имеют логометрический преобразователь магнитоэлектрической системы; в качестве источника питания применяют генератор постоянного тока с ручным приводом. Схема прибора приведена на рис. 12.8. Угол поворота стрелки прибора

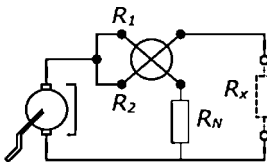


Рис. 12.8

$$\alpha = f \left(\frac{R_1 + R_N}{R_2 + R_x} \right), \quad (12.21)$$

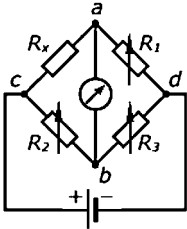
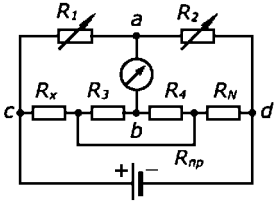
где R_1, R_2 – сопротивления обмоток логометра; R_N – сопротивление образцового резистора, с которым сравнивают неизвестное R_x . Показания прибора не зависят от частоты вращения ручки генератора (рис. 12.8); от нее зависит напряжение испытания изоляции. Номинальную частоту вращения генератора указывают на приборе.

12.2.5. Компарирующие методы измерений

Компарирующий метод измерения (метод сравнения) заключается в том, что измеряемую величину сравнивают тем или иным способом с однородной известной величиной, воспроизводимой мерой. Так, измерительные мосты применяют для измерения методом сравнения параметров резисторов, конденсаторов и индуктивных катушек.

В измерительную диагональ ab (табл. 12.10) включен нуль-прибор, служащий для фиксации отсутствия тока (напряжения), а в диагональ cd – источник питания. Одно плечо моста – измеряемый объект (R_x, C_x, L_x, M_x), остальные – меры.

Таблица 12.10. Мостовые измерительные схемы

Схема измерительного моста	Уравнения для вычисления измеряемых параметров
<p>Мост постоянного тока</p> 	$R_x = \frac{R_1}{R_3} R_2$
<p>Двойной мост постоянного тока для измерения малых сопротивлений</p> 	$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_N + \Delta R;$ $\Delta R = \frac{R_4 R_{п}}{R_3 + R_4 + R_{п}} \left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4} \right),$ <p>где $R_{п}$ – сопротивление провода. При $R_{п} = 0 \Delta R = 0$</p>

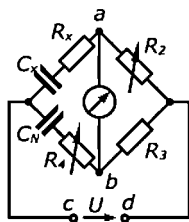
Продолжение табл. 12.10.

Схема измерительного моста

Уравнения для вычисления измеряемых параметров

Мосты для измерения параметров конденсаторов:

а) при малых углах потерь

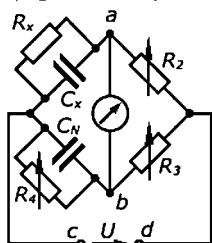


$$R_x = R_4 \frac{R_2}{R_3};$$

$$C_x = \frac{R_3}{R_2} C_N;$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega C_N R_4 .$$

б) при больших углах потерь

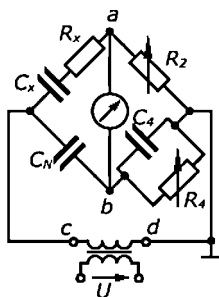


$$R_x = R_4 \frac{R_2}{R_3};$$

$$C_x = \frac{R_3}{R_2} C_N;$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = 1 / (\omega C_N R_4) .$$

в) высоковольтный мост с раздельным уравновешиванием

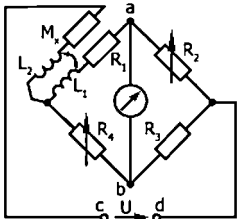
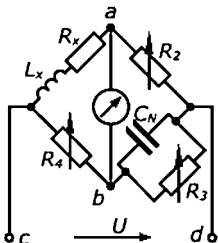


$$R_x = R_2 \frac{C_4}{C_N};$$

$$C_x = C_N \frac{R_4}{R_2};$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega C_4 R_4 .$$

Схема измерительного моста	Уравнения для вычисления измеряемых параметров
Мост для измерения параметров катушек	$R_x = R_2 \frac{R_4}{R_3};$ $L_x = C_N R_2 R_4.$
Мост для измерения взаимной индуктивности	$M_x = \frac{L_1}{1 + R_2 / R_3}.$

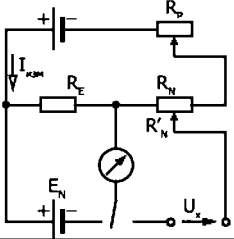
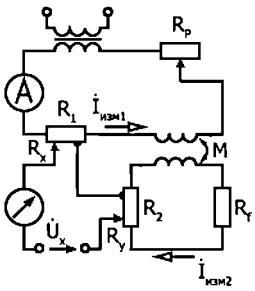


Процесс измерения сводится к уравниванию моста, т. е. к подбору таких значений мер (переменных), при которых ток (напряжение) в измерительной диагонали равен нулю. В уравновешенном мосте измеряемая величина является однозначной функцией мер: $Z_x = f(Z_1, Z_2, \dots)$. В табл. 12.10, приведены некоторые схемы уравнированных мостов и формулы для определения искоемых параметров.

Компенсаторы напряжения служат для измерения напряжения методом сравнения. В компенсаторах постоянного тока сравнение измеряемого напряжения производят с напряжением нормального элемента (мерой, воспроизводящей ЭДС). В компенсаторах переменного тока сравнение переменного напряжения осуществляют с напряжением источника, режим которого контролируется измерительным прибором (табл. 12.11). Измерение выполняют в два этапа: 1) устанавливают (контроль) ток измерительной цепи $I_{изм}$ по гальванометру при постоянном токе и амперметру при переменном; регулируют ток с помощью резистора R_p ; 2) компенсируют измеряемое напряжение при постоянном токе путем подбора положения движка потенциометра

R_N , при котором ток гальванометра равен нулю; при переменном токе компенсацию напряжения осуществляют двумя потенциометрами R_1 и R_2 , с которых берутся напряжения, смещенные по фазе на $\pi/2$.

Таблица 12.11. Компенсаторы для измерения напряжения

Схема компенсатора	Результат измерений
<p>Компенсатор постоянного тока</p> 	$U_x = E_N \frac{R'_N}{R_N}$ <p>при $I_{изм} R_E - E_N = 0$.</p>
<p>Двухкоординатный компенсатор переменного тока</p> 	$\dot{U}_x = R_x \dot{i}_{изм1} + jR_y \dot{i}_{изм2}$ <p>при угле между $\dot{i}_{изм1}$ и $\dot{i}_{изм2}$ равном $\pi/2$.</p>

12.2.6. Резонансный метод измерения параметров катушек индуктивности и конденсаторов

Измерение параметров схем замещения катушек индуктивности и конденсаторов при различных частотах производится с помощью приборов, называемых *измерителями добротности* или *куметрами*. Принципиальная схема прибора приведена на рис. 12.9 а. Прибор состоит из генератора Гн синусоидального напряжения с частотой, изменяемой от десятков килогерц до сотен мегагерц, калиброванного эталонного измерительного конденсатора переменной емкости C_0 , резистора связи $R_{св}$, имеющего известное сопротивление, и набора эталонных катушек с параметрами L_k и R_k . Ток генератора I_0 измеряется амперметром А и может поддерживаться неизменным.

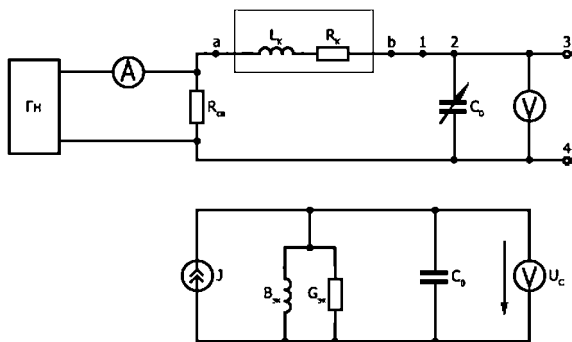


Рис. 12.9

Резонанс в цепи устанавливается по максимуму напряжения на конденсаторе C_0 , измеряемого вольтметром V . Испытуемые катушки и конденсатор подключаются: к зажимам 1 и 2 при размыкании переключки или вместо эталонной катушки (зажимы ab) для измерения параметров катушек; к зажимам 3 и 4 для измерения параметров конденсаторов. Для определения максимального значения напряжения на конденсаторе при неизменном токе генератора, измеряемом амперметром A , удобно пользоваться схемой замещения прибора (рис. 12.9, б), получаемой на основе применения принципа эквивалентного активного двухполюсника.

В схеме замещения $J = I_0 R_{св} Y_{эк}$, $B_{эк} = X_k Y_{эк}^2$,

$$G_{эк} = (R_k + R_{св}) Y_{эк}^2, \quad Y_{эк} = 1 / \sqrt{(\omega L_k)^2 + (R_k + R_{св})^2}.$$

Максимум напряжения U_C соответствует резонансу токов при $B_{эк} = \omega C_0$ и $U_C = J / G_{эк}$.

Порядок определения параметров катушки:

- 1) к зажимам ab вместо эталонной катушки подключается исследуемая;
- 2) задается требуемая частота f ;
- 3) изменением C_0 устанавливается максимальное значение напряжения U_C ;
- 4) по значениям f, I_0, C_0, U_{Cmax} вычисляются

$$B_C = 2\pi f C_0; \quad G_{эк} = \alpha B_{эк} / \sqrt{1 - \alpha^2}; \quad Y_{эк} = \sqrt{B_C^2 + G_{эк}^2},$$

где $\alpha = R_{св} I_0 / U_{Cmax}$.

В результате получим

$$X_k = B_C / Y_{эк}^2; \quad R_k = G_{эк} / Y_{эк}^2 - R_{св}; \quad Q_k = X_k / R_k.$$

Порядок измерения параметров конденсатора:

- 1) по описанной выше методике определяются параметры $B_{\text{эк1}}$, $G_{\text{эк2}}$ и $Y_{\text{э1}}$ для эталонной катушки;
- 2) подключается к зажимам 3–4 испытуемый конденсатор. При этом аналогично измеряются параметры $B_{\text{эк2}}$, $G_{\text{эк2}}$ и $Y_{\text{эк2}}$ для параллельного соединения эталонного и испытуемого конденсатора;
- 3) параметры испытуемого конденсатора определяются как

$$B_x = B_1 - B_2; C_x = C_{01} - C_{02}$$

и

$$G_x = G_{\text{эк1}} - G_{\text{эк2}}; Q_x = B_x / G_x.$$

12.3. Цифровые измерительные приборы

12.3.1. Квантование и дискретизация непрерывных величин

Цифровые измерительные приборы (ЦИП) автоматически преобразуют непрерывный входной сигнал в дискретный выходной сигнал, представленный в цифровой форме. Они могут также формировать выходной сигнал в виде кода, который вводят в ЭВМ, печатающие, отсчетные или запоминающие устройства.

Непрерывная величина $x(t)$ – величина, которая может иметь в заданном интервале времени T бесконечно большое число значений при бесконечно большом числе моментов времени.

Дискретизацией непрерывной во времени величины $x(t)$ называется процесс преобразования ее в прерывную во времени (дискретную) величину, значения которой совпадают с соответствующими значениями $x(t)$ только в определенные моменты времени (моменты дискретизации) t_1, t_2, \dots, t_n . Промежуток времени Δt между двумя ближайшими моментами t_i и t_{i-1} дискретизации называют шагом дискретизации (рис. 12.12, а). Шаг дискретизации может быть постоянным или пере-

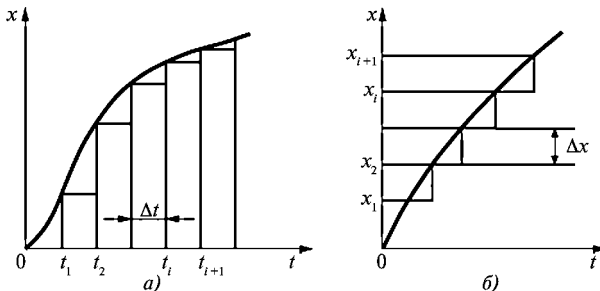


Рис. 12.12

менным. При дискретизации теряется часть информации. Дискретный сигнал в отличие от непрерывного может иметь только конечное число значений.

Квантованием непрерывной во времени величины $x(t)$ называется процесс ее преобразования в квантованную заменой ее мгновенных значений ближайшими фиксированными значениями x_1, x_2, \dots, x_n , совокупность которых образована по определенному закону. Разность Δx между двумя соседними значениями x_i и x_{i+1} называется ступенью (шагом) квантования или квантом (рис. 12.12, б). Шаг квантования может быть постоянным или переменным. При квантовании также теряется часть информации, полученное в результате квантования значение величины $x(t)$ известно с точностью, определяемой шагом квантования. При равномерном квантовании мгновенные значения непрерывной величины представляются конечным числом шагов квантования.

Цифровое кодирование — представление числового значения квантованной величины в виде комбинации цифр, подчиняющихся определенному закону и образующих цифровой код.

Измерительный процесс, включающий в себя дискретизацию, квантование и кодирование, называют аналого-цифровым преобразованием, а измерительный преобразователь, автоматически осуществляющий этот процесс, — аналого-цифровым преобразователем (АЦП). В процессе измерения непрерывная измеряемая величина автоматически преобразуется в ограниченное количество дискретных значений. Фиксированным дискретным значениям ставятся в соответствие числа, выражаемые тем или иным кодом, например десятичным числом.

Число возможных уровней квантования определяется емкостью отсчетного устройства ЦИП. Например, при максимальном показании отсчетного устройства 999 бесконечное множество значений измеряемой величины отображается 1000 различными показаниями ЦИП или 1000 уровнями квантования в пределах от 0 до 999.

При преобразовании измеряемой величины в квантованную равенство измеряемой и квантованной величин устанавливается по определенному правилу (способу отождествления). Отождествление может производиться с ближайшим большим или равным, ближайшим меньшим или равным, ближайшим уровнем квантования.

Погрешность дискретности (квантование по уровню) обусловлена тем, что бесконечное число значений измеряемой величины отображается ограниченным числом кодовых комбинаций. Так, если отождествление неизвестной величины x (рис. 12.13) происходит при выполнении условия $x_k \geq x$, где x_k — известная величина, изменяющаяся

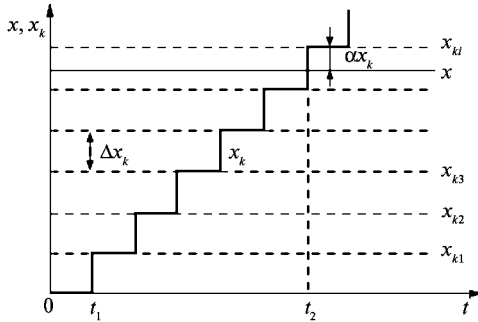


Рис. 12.13

во времени скачками в один квант Δx_k , то погрешность дискретности составит $\Delta x_n = x_{ki} - x = \alpha \Delta x_k$, где α — коэффициент, значения которого могут находиться в пределах от 0 до 1. Погрешность дискретности имеет случайный характер. Вследствие практически равной вероятности появления значений x в пределах одного кванта Δx закон распределения Δx_n также принимают равномерным со средним квадратичным отклонением $\sigma = \Delta x_k / \sqrt{12}$ и математическим ожиданием $M = \Delta x_k / 2$. При отождествлении неизвестной величины x с ближайшим меньшим или равным уровнем квантования или с уровнем квантования значений среднеквадратических отклонений те же самые, а математические ожидания $M = -\Delta x_k / 2$ и $M = 0$ соответственно.

Квантование временного интервала. Измерение временного интервала t_x осуществляется путем счета квантующих импульсов стабильной частоты $f_0 = 1/T_0$, прошедших в счетчик импульсов за время t_x (рис. 12.14).

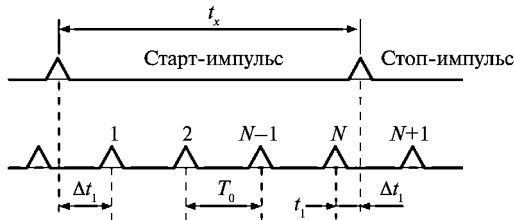


Рис. 12.14

В общем случае значение t_x не кратно T_0 и поэтому возникает погрешность $\Delta t = t - t_x$, где $t = NT_0$ (N — число импульсов, зарегистрированных счетчиком импульсов). Неопределенность в расположении

границ интервала t_x старт- и стоп-импульсов — относительно квантующих импульсов стабильной частоты создает две составляющие погрешности: в начале интервала $\Delta t_1 > 0$ и в конце него $\Delta t_2 < 0$. Для обеих погрешностей справедлив равномерный закон распределения. Это соответствует равной вероятности появления старт- и стоп-импульсов в любой момент времени между двумя соседними квантующими импульсами стабильной частоты. Суммарный закон распределения является распределением Симпсона и имеет вид равнобедренного треугольника в пределах от $-T_0$ до T_0 высотой $1/T_0$. Среднее квадратическое отклонение σ и математическое ожидание (систематическая составляющая) результирующей погрешности соответственно равны $\sigma = T_0 / \sqrt{6}$; $M = 0$. В основе применяемых *цифровых узлов* лежат различные системы счисления. Результаты измерений во всех ЦИП отображаются в десятичной системе. Для осуществления кодирования в ЦИП в основном применяют двоичную систему счисления, легко реализуемую при помощи устройств с двумя устойчивыми состояниями (например, триггеров). В двоичной системе любое целое число N выражается в виде

$$N = \sum_{i=1}^{i=n} k_i \cdot 2^{i-1},$$

где n — число разрядов; k_i — коэффициент, принимающий значения 0 и 1. Например, число 100 в двоичной системе счисления запишется в виде $N = 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$, или в сокращенной форме записи при указании только значений k_i , располагаемых по убыванию номера разряда 1100100. Символу 1 соответствует наличие импульса, символу 0 — его отсутствие.

Двоичный код более экономичный, чем десятичный, однако управлять устройством, отображающим информацию о результатах измерений в десятичной системе счисления, проще. Поэтому в ЦИП применяется и комбинация этих двух систем счисления — двоично-десятичная, по сложности и экономичности занимающая промежуточное положение. Коды можно передавать последовательно по одному каналу или параллельно, т.е. одновременно по каналам, число которых равно числу разрядов кода.

Хотя при аналого-цифровом преобразовании полученная величина отличается от исходной (рис. 12.15) погрешность дискретности не препятствует повышению точности ЦИП, так как соответствующим выбором числа уровней квантования ее можно сделать достаточно малой.

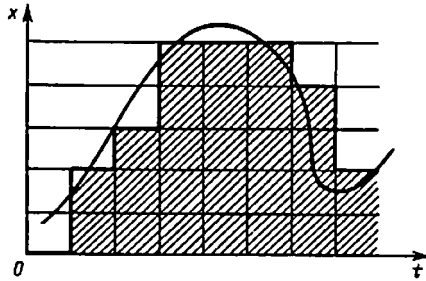


Рис. 12.15

Иногда необходимо восстановить значения непрерывной измеряемой величины по ряду измеренных мгновенных значений. Точное восстановление $x(t)$ (если не учитывать погрешности от квантования по уровню) в соответствии с теоремой Котельникова возможно только в том случае, если шаг дискретизации $\Delta t < \pi/\omega_{\max}$, где ω_{\max} — угловая частота самой высокочастотной составляющей спектра непрерывной измеряемой величины.

Классификация ЦИП. В зависимости от способа преобразования непрерывной величины в код выделяют следующие группы ЦИП:

1) ЦИП последовательного счета, в которых происходит последовательное во времени сравнение измеряемой величины x с известной квантованной величиной x_k (рис. 12.16 а), изменяющейся во времени (возрастающей или убывающей) скачками, равными шагу квантования по уровню. Число шагов квантования, при котором с некоторой погрешностью наступает равенство $x_k = x$, равно номеру отождествляемого уровня квантования и составляет основу для формирования число-импульсного кода, который затем преобразуется в другие коды, удобные для управления отчетным устройством и для передачи кода в другие устройства, t_n на рис. 12.16 обозначает время измерения;

2) ЦИП последовательного приближения (порядкового уравнивания, сравнения и вычитания, кодоимпульсные), в которых

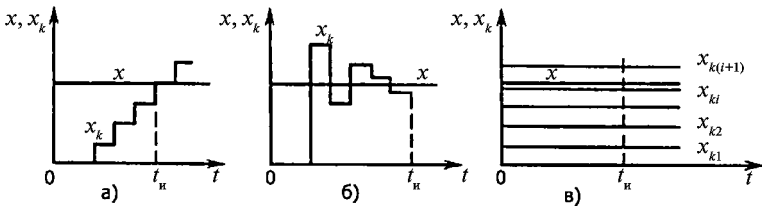


Рис. 12.16

происходит последовательное во времени сравнение изменяемой величины x с известной квантованной величиной x_k , изменяющейся во времени скачками по определенному правилу (рис.12.16 б). Значение известной величины, при которой наступает равенство $x_k = x$, соответствует номеру отождествляемого уровня квантования, а образуемый при этом код соответствует отождествляемому уровню. Сравнение измеряемой величины с известной ведется по разрядам выбранного кода, после чего код считывается со всех разрядов с последующим преобразованием его и отображением в цифровой форме;

3) ЦИП считывания, в которых происходит одновременное сравнение измеряемой величины x с известными величинами $x_{k1}, x_{k2}, x_{k3}, \dots, x_{ki}$, значения которых равны уровням квантования. Известная величина, равная $x_{ki} = x$, даст номер отождествляемого уровня квантования, в соответствии с которым образуется код (рис. 12.16 в). ЦИП считывания – это прибор прямого преобразования измеряемой величины в код.

В зависимости от процессов повторения измерений (режима работы) выделяют следующие группы ЦИП:

1) циклические, в которых измерения повторяются непрерывно через заданный интервал времени. В циклических ЦИП программированного повторения измерений весь процесс преобразования протекает по заданной программе или по команде извне;

2) следящие, в которых процесс преобразования начинается только при отклонении измеряемой величины от предыдущего значения на определенное приращение (единицу младшего разряда).

По измеряемой величине ЦИП разделяют на вольтметры, частотомеры, фазометры, омметры, ваттметры и т. д. В зависимости от наличия усредняемой величины различают ЦИП, измеряющие мгновенное, действующие или среднее значение за определенный интервал времени (интегрирующие). Кроме того, все ЦИП разделяются на группы по точности, быстродействию, надежности. К основным параметрам ЦИП относятся:

нормированная основная погрешность

$$\delta = \pm [a_0 + b_0(x_k / x - 1)] \cdot 100\%,$$

где a_0, b_0 – постоянные коэффициенты, определяемые классом точности, который задается как отношение a_0/b_0 ; x_k – верхний предел диапазона измерений; x – значение измеряемой величины;

диапазон измерений – область значений измеряемой величины, для которой нормированы допустимые погрешности;

порог чувствительности – наименьшее значение измеряемой величины, вызывающее изменение показаний прибора;

разрешающая способность — цена одной единицы младшего разряда отсчетного устройства;

быстродействие — число измерений, выполняемых прибором с нормированной погрешностью в единицу времени;

входное сопротивление — сопротивление прибора со стороны входа.

По сравнению с аналоговыми приборами ЦИП обладают рядом достоинств: удобством отчета и регистрации результатов измерения, высокой точностью измерения — до 0,001% — при широком диапазоне измеряемых значений (от 0,1 мкВ до 1000 В), высоким быстродействием (до 10^6 преобразований в секунду) из-за отсутствия электромеханических частей, большим входным сопротивлением — до 10^{10} Ом, высокой надежностью.

12.3.2. Цифровые вольтметры

Цифровые вольтметры последовательного счета. *Цифровой вольтметр постоянного тока с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал (с время-импульсным преобразованием).* Структурная схема время-импульсного вольтметра приведена на рис. 12.17.

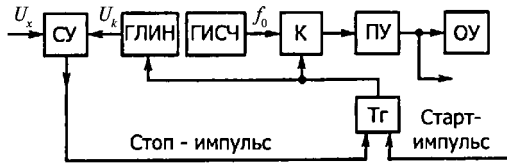


Рис. 12.17

Во время-импульсном вольтметре измеряемое напряжение U_x предварительно преобразуется во временной интервал t_x путем сравнения U_x с линейно изменяющимся напряжением U_k (рис. 12.18).

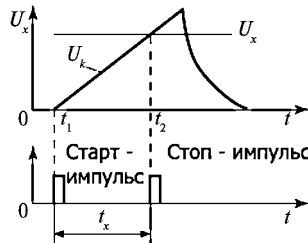


Рис. 12.18

При включении прибора старт-импульсом в момент t_1 срабатывает триггер T_2 , который открывает ключ K и включает генератор линейно изменяющегося напряжения $ГЛИН$. Напряжение U_k на выходе генератора $ГЛИН$ начинает изменяться по линейному закону, и на вход пересчетного устройства $ПУ$ подаются квантующие импульсы. Если $U_k = U_x$, то сравнивающее устройство $СУ$ стоп-импульсом через триггер T_2 и ключ K прекращает подачу импульсов в $ПУ$. Таким образом, за время $t_x = t_2 - t_1 = U_x / K$, где K – коэффициент, характеризующий скорость изменения напряжения U_k , на вход $ПУ$ с выхода генератора импульсов стабильной частоты $ГИСЧ$ пройдет число импульсов $N = t_x / T_0 = U_x f_0 K$, которое будет зафиксировано отсчетным устройством $ОУ$.

Метод время-импульсного преобразования реализуется в вольтметрах В7-20, В7-22А и др. Погрешность время-импульсных вольтметров составляет $\pm 0,05\%$.

Интегрирующий цифровой вольтметр постоянного тока (двухтактный). Основной недостаток вольтметров с время-импульсным преобразованием – значительное влияние различных помех на результат измерения, в том числе помех частоты 50 Гц промышленной сети. Для устранения этих помех в цифровых вольтметрах применяют метод двухтактного интегрирования. Схема интегрирующего двухтактного вольтметра приведена на рис. 12.20.

В интегрирующем двухтактном вольтметре измеряемое напряжение U_x сначала интегрируется за определенное время $t_{ин}$, т. е. преобразуется в пропорциональное напряжение $U_{ин}$ на выходе интегратора $Ин$ (рис. 12.20). Затем на втором шаге напряжение $U_{ин}$ преобразуется в пропорциональный временной интервал t_x путем возврата в исходное состояние с постоянной скоростью (рис. 12.19). В исходном состоянии ключи K, K_1, K_2 закрыты (K_1 и K_2 – аналоговые ключи). Цикл измерения начинается с команды «Пуск» в момент времени t_1 , при этом узел управления $УУ$ опрокидывает триггер T_2 и тем самым открывает ключ K_1 . Напряжение на выходе интегратора $Ин$ начинает возрастать

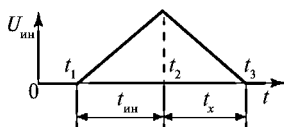


Рис. 12.19

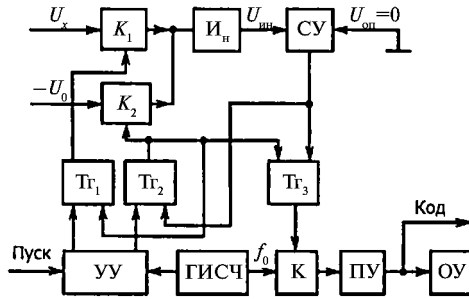


Рис. 12.20

по закону $U_{\text{ин}} = k \int_0^t U_x dt$. Через интервал времени $t_{\text{ин}}$ (в момент t_2), когда напряжение $U_{\text{ин}} = k \int_0^{t_{\text{ин}}} U_x dt$, узел УУ через триггеры T_1 и T_2 соответственно закроет ключ K_1 и откроет ключ K_2 . При этом на вход интегратора $I_{\text{ин}}$ вместо U_x подается напряжение $-U_0$ от отдельного источника. Одновременно в момент времени t_2 узел УУ через триггер T_3 открывает ключ K и на вход пересчетного устройства ПУ начинают поступать импульсы с частотой f_0 . В момент времени t_3 , когда $U_{\text{ин}} = 0$, сравнивающее устройство СУ через триггер закрывает ключ K и прекращает поступление импульсов на пересчетное устройство ПУ, время t_x поступления импульсов определяется из условия

$$U_{\text{ин}} = k \int_0^{t_{\text{ин}}} U_x dt = k \int_0^{t_x} U_0 dt.$$

Число импульсов, зафиксированных отсчетным устройством ОУ за время t_x ,

$$N = t_x f_0 = U_{x \text{ ср}} t_{\text{ин}} f_0 / U_0,$$

где $U_{x \text{ ср}}$ — среднее значение входного напряжения за время $t_{\text{ин}}$.

Повышенная устойчивость к помехам переменного тока объясняется тем, что при синусоидальных помехах U_n частотой f_n при выборе $t_{\text{ин}} = n/f_n$, где $n = 1, 2, 3 \dots$, получается $\int_0^{t_{\text{ин}}} U_n dt = 0$. Обычно $t_{\text{ин}}$ выбирают кратным числу периодов напряжения помех.

Метод двухтактного интегрирования реализуется в вольтметрах Щ1413, Щ1516, В7-22, В7-35, В7-38 и др. Погрешность интегрирующих двухтактных вольтметров составляет $\pm 0,005\%$.

Время-импульсный вольтметр и интегрирующий двухтактный вольтметр относятся к ЦИП с непосредственным преобразованием в код временных интервалов.

Интегрирующий цифровой вольтметр постоянного тока (частотный). Для борьбы с помехами можно применять интегрирующий (частотно-импульсный) вольтметр, в котором измеряемое напряжение U_x предварительно преобразуется в частоту импульсов $f_x = KU_x$, где K – коэффициент преобразования, после чего частота измеряется частотомером. Структурная схема интегрирующего вольтметра приведена на рис. 12.21.

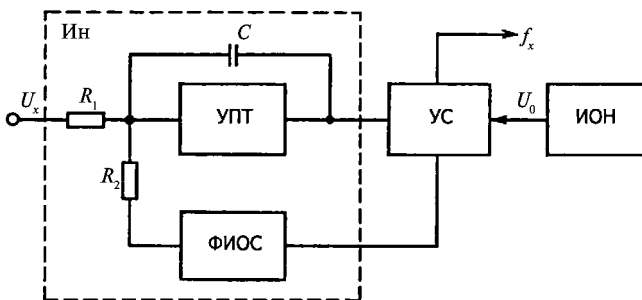


Рис. 12.21

Измеряемое напряжение U_x интегрируется (рис. 12.22) и подается на устройство сравнения $УС$, на другой вход которого поступает напряжение U_0 от источника опорного напряжения $ИОН$. В момент равенства напряжения U_0 и выходного напряжения $U_{ин}$ интегратора $Ин$, собранного на основе усилителя постоянного тока $УПТ$ и конденсатора C , устройство сравнения включает формирователь импульсов обратной связи $ФИОС$, формирующий в течение интервала времени $t_{0.c}$

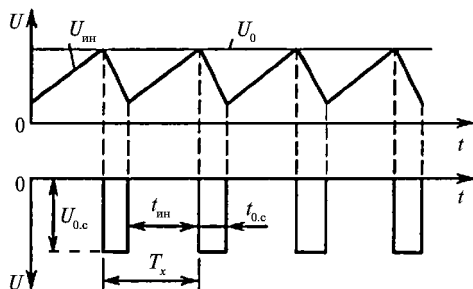


Рис. 12.22

импульс высотой $U_{0.c}$ постоянной «вольт-секундной площади» $U_{0.c} t_{0.c}$, не зависящей от U_x . Уравнение преобразования имеет вид

$$f_x = 1/T_x = \frac{\tau_2 U_x}{\tau_1 U_{0.c} t_{0.c}} = k U_x,$$

где $\tau_1 = R_1 C$; $\tau_2 = R_2 C$.

С учетом работы частотомера показания интегрирующего частотного вольтметра будут

$$N = \int_0^{t_{ин}} f_x dt = \int_0^{t_{ин}} k U_x dt = k t_{ин} U_{x ср}.$$

Если $t_{ин}$ кратно периоду помехи T_n , то ее влияние исключается. Метод частотно-импульсного преобразования реализуется в вольтметрах В2-23, ВЭ-21 и др. Погрешность интегрирующих частотных вольтметров составляет $\pm 0,001\%$. Интегрирующий частотный вольтметр относится к ЦИП с непосредственным преобразованием в код частоты.

Цифровые вольтметры последовательного приближения. *Цифровой вольтметр постоянного тока с кодоимпульсным преобразованием.* Структурная схема кодоимпульсного вольтметра приведена на рис. 12.23. Измеряемое напряжение U_x поступает на входной делитель ВД, с выхода которого подается на сравнивающее устройство СУ напряжение $U'_x = K U_x$, где K – коэффициент делителя ВД. На второй вход сравнивающего устройства СУ подается напряжение сравнения U_k , снимаемое с цифроаналогового преобразователя ЦАП. От сравнивающего устройства в зависимости от знака разности $U_x - U_k$ поступает соответствующий сигнал в устройство управления УУ, которое воздействует на входной усилитель ВД, переключая поддиапазоны, и на ЦАП. Под воздействием устройства УУ напряжение U_k изменяется степенями в соответствии с выбранным кодом. Например, U_k может быть суммой дискретных значений компенсирующего напряжения,

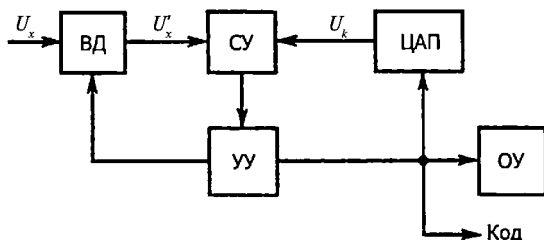


Рис. 12.23

значения которого изменяются в соответствии с двоично-десятичным кодом с «весами» 8–4–2–1. Напряжение U_k изменяется до тех пор, пока не будет выполнено условие $U_k = U'_x = KU_x$. Устройство УУ формирует в этом случае код для отсчетного устройства ОУ и для передачи на выход. Метод кодоимпульсного преобразования реализован в вольтметре Ф4850. Погрешность кодоимпульсных вольтметров составляет $\pm 0,001\%$.

Цифровой вольтметр постоянного тока, работающий по методу считывания. Структурная схема цифрового вольтметра считывания приведена на рис. 12.24.

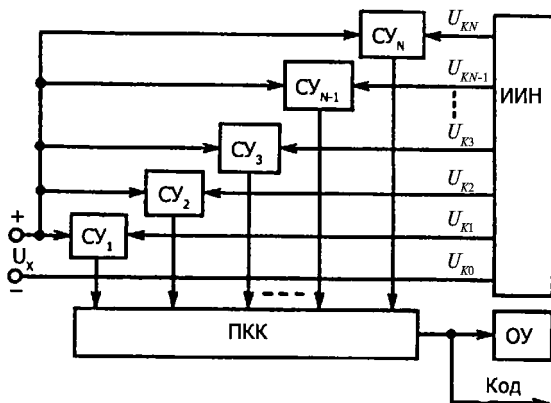


Рис. 12.24

При появлении на входе напряжения U_x срабатывают те сравнивающие устройства CY , для которых $U_x \geq U_{ki}$. На выходах сработавших сравнивающих устройств CY появляются сигналы, соответствующие 1, на остальных CY – сигналы, соответствующие 0. Таким образом, на выходе сравнивающих устройств CY формируется единичный код, определяемый значением U_x . Этот код при помощи преобразователя единичного кода в код ПКК для управления отсчетным устройством ОУ и внешних устройств преобразуется в другой код, передающийся на отсчетное устройство ОУ и на выход. Единичная система счисления – система, имеющая один символ (цифра 1); записанные в таком коде в десятичной системе счисления числа 1, 2, 3, 4 и т. д. запишутся в виде 1, 11, 111, 1111 и т. д. соответственно. ИИН – источник известных напряжений, соответствующих уровням квантования.

Цифровые вольтметры переменного тока. В настоящее время цифровые вольтметры переменного тока строятся в основном по принци-

пу промежуточного преобразования напряжения переменного тока $U_{\text{п}}$ в постоянное напряжение $U_{\text{п}}$, измеряемое цифровым вольтметром постоянного тока. В зависимости от типа преобразователя измеряемое переменное напряжение $U_{\text{п}}$ преобразуется в постоянное напряжение $U_{\text{п}}$, пропорциональное среднему, амплитудному, или действующему значению. В универсальных цифровых вольтметрах, измеряющих как переменное, так и постоянное напряжение, в режиме измерения переменного напряжения применяются преобразователи средневыпрямленного значения с фильтром и усилителем, охваченным глубокой отрицательной обратной связью.

Цифровые вольтметры переменного тока могут быть с преобразователями двух типов: а) средневыпрямленного значения для измерения переменного напряжения в диапазоне частот 20 Гц – 20 кГц; б) амплитудного значения для измерения переменного напряжения в диапазоне частот 20 кГц – 100 МГц. Результат измерения отображается отсчетным устройством в действующих значениях синусоидального напряжения.

Для измерения максимального значения периодических импульсов применяют вольтметры, в которых это значение либо сравнивается с известным постоянным напряжением, либо предварительно преобразуется в постоянное напряжение.

Основные характеристики цифровых вольтметров переменного тока практически определяются свойствами преобразователей. Погрешность цифровых вольтметров переменного тока значительно больше погрешности цифрового вольтметра постоянного тока и зависит от частотного диапазона. Погрешность цифровых вольтметров переменного тока может быть доведена до $\pm 0,01\%$. К цифровым вольтметрам переменного тока относятся вольтметры ВЗ-248 А, ВЗ-49, В7-56, ВЗ-57, ВЗ-59, ВКЗ-61 и др., а к универсальным цифровым вольтметрам – вольтметры В7-21 А, В7-29, В7-30, В7-32, В7-35, В7-40, В7-42 и др. Параметры некоторых из них приведены в табл. 12.12.

Таблица 12.12. Параметры цифровых вольтметров

Тип прибора, наименование	Диапазон измерений, В, А	Основная погрешность измерения, % (минимальная)	Диапазон частот, Гц
В2-34, вольтметр постоянного тока	10^{-5} – 10^3 В	0,005	–
ВЗ-57, микровольтметр переменного тока	10^{-5} –300 В	1	5 Гц – 5 МГц

Окончание табл. 12.12

Тип прибора, наименование	Диапазон измерений, В, А	Основная погрешность измерения, % (минимальная)	Диапазон частот, Гц
В7-21 А, вольтметр универсальный:			
измерение $U_{\text{—}}$	10^{-6} – 10^3 В	0,06	—
измерение $I_{\text{—}}$	10^{-11} – 10 А	0,1	—
измерение $U_{\text{—}}$	10^{-4} – 10^3 В	0,2	20 Гц - 100 кГц

Входное сопротивление цифровых вольтметров велико: $R_{\text{вх}} = 1$ МОм (вольтметр В6-9); $R_{\text{вх}} = 10^4$ МОм (вольтметр Щ1611).

12.3.3. Цифровые мультиметры

Также, как и у цифрового вольтметра, основу прибора составляет аналого-цифровой преобразователь постоянного напряжения 0–0,2 В в десятичный код, который далее отображается на жидкокристаллическом или светодиодном дисплее. Расширение пределов по напряжению (2 В, 20 В, 200 В, 1000 В) осуществляется делителем напряжения на входе прибора.

Для измерения тока используется набор эталонных резисторов R_A (шунтов), преобразующих ток в напряжение $U_x = I_x R_A$.

Измерение переменных токов и напряжений производят путем преобразования переменного напряжения в постоянное в измерительном выпрямителе.

Для измерения величин сопротивления R_x в него подается эталонный ток I_0 и измеряют напряжение $U_x = I_0 R_x$.

В некоторых мультиметрах предусмотрена возможность измерения температуры с помощью термопары (измеряется термоэдс) или термистора (измеряется сопротивление) и ёмкости конденсаторов — по величине переменного тока от вспомогательного генератора синусоидального напряжения. Некоторые мультиметры измеряют частоту переменного тока или импульсов.

Достаточно простой и дешёвый цифровой мультиметр Agilent 34401A имеет двухстрочный дисплей, 5,5 десятичных разряда, погрешность измерения постоянного напряжения 0,025%, выполняет 19 измерений в секунду, измеряет постоянные и переменные напряжения и токи, сопротивление, температуру (при помощи термистора), снабжен интерфейсом USB 2.0.

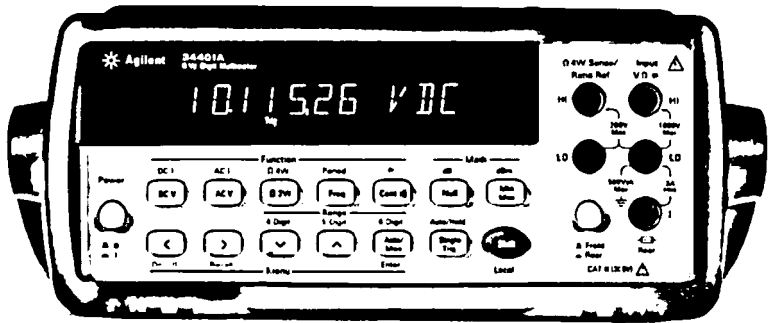


Рис. 12.25

На рис. 12.25 приведен цифровой мультиметр 34401, имеющий 6,5-разрядный дисплей, скорость измерения 26 раз в секунду, погрешность измерения: постоянного напряжения – 0,0035% а переменного – 0,06 %, базовая погрешность измерения сопротивления – 0,1 %.

12.3.4. Универсальный RLC-метр Agilent

На рис. 12.2.6 показана упрощенная схема измерительной цепи прибора.

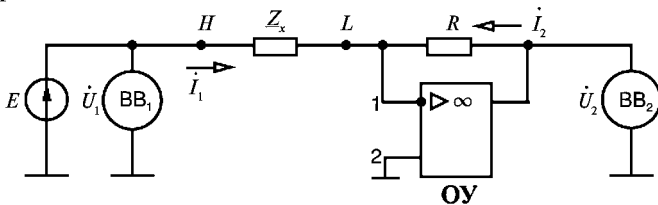


Рис. 12.26

Между зажимами H и L включают измеряемый двухполюсник Z_x (резистор, катушку индуктивности, конденсатор, образцы материалов и др.). Источник синусоидального напряжения E создает в точке H напряжение \dot{U}_1 . В цепь обратной связи операционного усилителя как элемент сравнения включен резистор R . Т.к. между входами 1 и 2 операционного усилителя напряжение близко к нулю, то можно считать, что в точке L напряжение равно нулю.

Следовательно,

$$\dot{I}_1 = -\frac{\dot{U}_1}{Z_x}; \quad \dot{I}_2 = -\frac{\dot{U}_2}{R} \quad \text{и} \quad \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = 0.$$

Векторные вольтметры $ВВ_1$ и $ВВ_2$ измеряют комплексные напряжения

$$\dot{U}_1 = U_1 + jU_1'' \text{ и } \dot{U}_2 = U_2 + jU_2''.$$

Комплексное сопротивление

$$Z_x = R \frac{-\dot{U}_1}{\dot{U}_2}.$$

Основные параметры прибора Agilent 4284A представлены в таблице.

Параметр прибора	Значение
Базовая погрешность R, L, C	0,05%
Диапазон частот	20-1×10 ⁶ Гц
Выходное напряжение	5×10 ⁻³ -2В
Измеряемые параметры	Z , Y , L, C, R, D, Q, G, B, X, Φ
Диапазоны измерения	L 10×10 ⁻¹² — 99,99×10 ³ Гн
	C 10×10 ⁻¹⁸ — 9,99 Ф
	R 10×10 ⁻³ — 99,99×10 ⁹ Ом
Быстродействие	4 изм./с
Источник напряжения смещения	встроенный 2 В
	внешний до 40 В

Здесь

|Z| — модуль полного сопротивления;

|Y| — модуль полной проводимости ;

L — индуктивность;

C — ёмкость;

R — активное сопротивление;

D — фактор потерь;

Q — добротность;

G — активная проводимость;

B — реактивная проводимость;

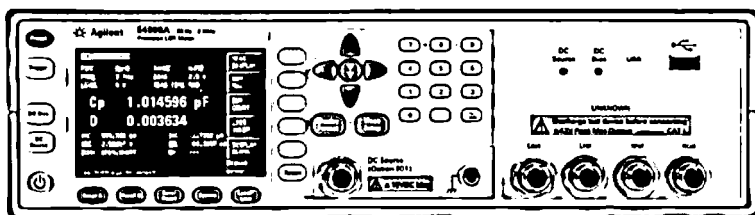


Рис. 12.27

X — реактивное сопротивление;

Θ — фазовый угол импеданса.

Прибор может передавать измеренные значения в ПК или на накопитель.

На рис. 12.27 представлен прецизионный измеритель RLC Agilent E4980A, имеющий в 5 раз большее быстродействие и частотный диапазон до 2 МГц.

12.3.5. Счетчики электрической энергии

Счетчики электрической энергии относятся к индукционной системе приборов. Они содержат алюминиевый диск на валу свободно вращающийся в подшипниках. Вращающий момент создается бегущим магнитным полем индуцирующим в диске вихревые токи, аналогично моменту в асинхронном двигателе. Бегущее магнитное поле создается токами в двух катушках: токовой (из толстого провода с малым числом витков) и напряжения (из тонкого провода с большим числом витков) В результате вращающий момент оказывается пропорциональным активной мощности $P = UI \cos \phi$. Тормозной момент создается вихревыми токами от неподвижного постоянного магнита. Вал через редуктор соединен с десятичным счетчиком, показывающим число оборотов диска, т.е. потребленную электроэнергию.

В последнее время индукционные счетчики вытесняются электронными, в которых осуществляется с помощью специальных электронных схем перемножение мгновенных тока и напряжения, т.е. получают величину мгновенной мощности, которая затем преобразуется в частоту импульсов. Импульсы поступают на электромеханический или электронный счетчик. В последнем случае количество потребленной электроэнергии отображается на жидкокристаллическом индикаторе — дисплее.

Номинальными параметрами счетчика являются: напряжение $U_{\text{ном}}$, ток $I_{\text{ном}}$ и постоянная счетчика — число оборотов диска индукционного счетчика или число импульсов электронного, соответствующие одному киловатт-часу потребленной энергии.

Электронные счетчики снабжены часами, позволяющими учитывать время потребления энергии — дневное или ночное. Такие счетчики называют двухтарифными.

12.3.6. Цифровые частотомеры

Цифровые частотомеры применяются в качестве составного элемента интегрирующего цифрового вольтметра, в котором измеря-

емое напряжение U_x предварительно преобразуется в частоту импульсов f_x , которая затем измеряется частотомером. Кроме того, цифровые частотомеры применяются в качестве самостоятельных устройств для измерения и контроля частотно-временных параметров сигналов.

В цифровых частотомерах реализуется метод последовательного счета. Возможны два основных способа измерения частоты:

1) подсчет числа импульсов N , соответствующих числу периодов неизвестной частоты f_x , за известный измерительный интервал времени T_n . Цифровой частотомер за интервал T_n измеряет среднее значение измеряемой частоты $f_x = N/T_n$. Такое измерение числа периодов измеряемой частоты за интервал времени, формируемый генератором образцовой частоты, называют способом электронно-счетного частотомера (ЭСЧ). Обычно временной интервал T_n выбирают равным 10^m секунд, где m – число, принимающее значение от 2 до -3 , и показания электронно-счетного частотомера численно совпадают со значениями измеряемой частоты. Этот способ относится к частотно-импульсному кодированию;

2) подсчет числа периодов N опорной (образцовой) частоты за один или несколько периодов сигнала неизвестной измеряемой частоты f_x .

Этот способ относится к время-импульсному кодированию. Цифровые измерительные приборы, функционирующие по указанному принципу, часто называют цифровыми периодомерами.

Для измерения частоты применяются также комбинации этих двух способов (они, однако, менее распространены).

Электронно-счетный частотомер (ЭСЧ). Структурная схема ЭСЧ приведена на рис. 12.28.

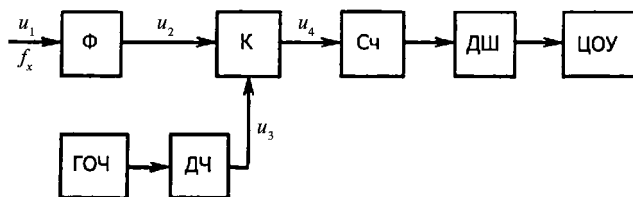


Рис. 12.28

Входное напряжение u_1 измеряемой частоты f_x поступает на формирователь Φ , который преобразует его в последовательность импульсов с периодом повторения $T_x = 1/f_x$ (рис. 12.29). С выхода формирователя Φ импульсы через ключ K поступают на счетчик импульсов $Сч$. Ключ K открывается на измерительный временной интервал T_n , который задается генератором опорной (образцовой) частоты

ГОЧ через делитель частоты ДЧ. Временной интервал T_n (строб-импульс) формируется при помощи старт-импульса и стоп-импульса. Количество импульсов N , прошедших через открытый ключ K за интервал T_n , подсчитывается счетчиком, преобразуется в десятичный код дешифратором ДШ и отображается цифровым отсчетным устройством ЦОУ. Число импульсов, подсчитанных счетчиком $Cч$,

$$N = T_n / T_x = T_n f_x.$$

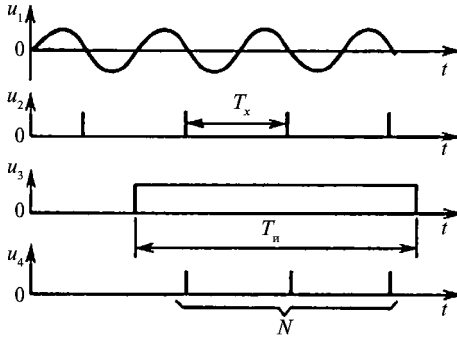


Рис. 12.29

Погрешность измерения подчиняется распределению Симпсона, среднее квадратическое отклонение погрешности $\sigma = T_x / \sqrt{6}$. Если начало строб-импульса совмещается с первым импульсом последовательности u_2 (такое совмещение старт-импульса с первым импульсом последовательности u_2 возможно при использовании генератора ГОЧ с так называемым ударным возбуждением), то среднее квадратическое отклонение погрешности уменьшится: $\sigma = T_x / \sqrt{12}$.

Цифровой периодомер. Структурная схема цифрового периодомера приведена на рис. 12.30.

Переменное напряжение u_1 , с измеряемым периодом $T_x = 1/f_x$ преобразуется в формирователе Φ в импульсы u_2 с периодом повторения

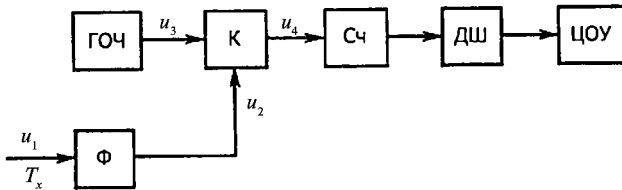


Рис. 12.30

t_x , равным периоду входного напряжения u_1 (рис. 12.31). Ключ K открывается на измерительный временной интервал, равный T_x , в течение которого на счетчик $Cч$ проходят короткие импульсы u_3 генератора ГОЧ опорных (образцовых) импульсов стабильной частоты $f_0 = 1/T_0$. Число N подсчитанных импульсов преобразуется дешифратором ДШ в десятичный код и отображается на цифровом отсчетном устройстве ЦОУ. Число подсчитанных импульсов

$$N = T_x / T_0 = f_0 T_x$$

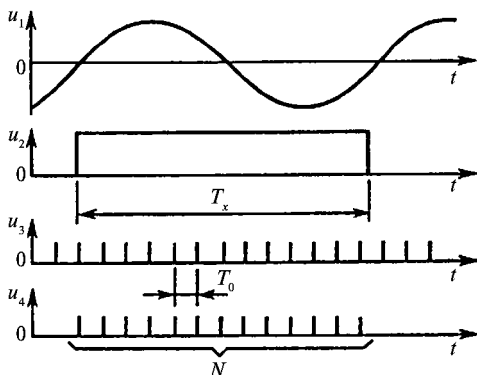


Рис. 12.31

Среднеквадратическое отклонение погрешности измерения, подчиняющегося распределению Симпсона, $\sigma = T_0 / \sqrt{6}$. В случае применения ГОЧ с ударным возбуждением $\sigma = T_0 / \sqrt{12}$. Если увеличить число измеряемых периодов входного напряжения, т. е. выбрать интервал измерения T_n равным nT_x , где n – число измеряемых периодов входного напряжения, можно уменьшить среднеквадратическое отклонение погрешности до $\sigma = T_0 / n\sqrt{6}$ (в случае применения ГОЧ с ударным возбуждением). Точность измерения можно еще более повысить, если импульсы образцовой (опорной) частоты в интервале измерения $T_n = nT_x$ суммировать с различными в каждом из периодов T_x «весами», т. е. импульсы образцовой (опорной) частоты в каждом из периодов T_x учитывать с некоторым коэффициентом K_i , изменяемым по определенному закону. В случае «треугольной» весовой функции (т.е. изменения коэффициента K_i по периодам T_x по треугольному закону) среднеквадратическое отклонение погрешности $\sigma = 2T_0 / [\sqrt{3n(n+2)}]$, в случае «трапецевидной» весовой функции среднеквадратическое отклонение погрешности $\sigma = 3T_0 / [2\sqrt{2n(n+3)}]$.

Поскольку у цифровых частотомеров и периодометров одни и те же функциональные узлы, промышленностью выпускаются универсальные ЦИП, позволяющие измерять частоту f_x , период T_x , интервал времени Δt_x , отношение частот f_1/f_2 . В качестве генераторов опорной (образцовой) частоты применяются кварцевые генераторы.

В табл. 12.13 приведены некоторые параметры электронно-счетных частотомеров.

Таблица 12.13. Параметры цифровых частотомеров

Электронно-счетный частотомер	Диапазон измеряемой частоты	Нестабильность частоты кварцевого генератора	Масса, кг
43-44	0,1 – 60 МГц	$\pm 7 \cdot 10^{-6}$ за 6 мес	7,5
43-58	10 Гц – 18 ГГц	$\pm 2,5 \cdot 10^{-7}$ за 6 мес	20
43-63	0,1 Гц – 1 ГГц	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$ за 1 год	6
43-64	0,005 Гц – 1 ГГц	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$ за 1 год	21

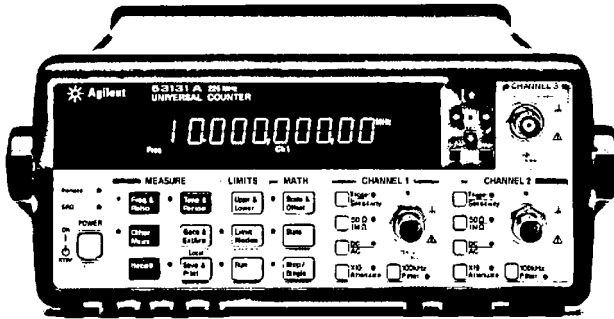


Рис. 12.32

На рис. 12.32 представлен универсальный двухканальный частотомер Agilent 53131A, работающий в диапазоне частот от 0 до 225 МГц и позволяющий измерять частоту, отношение двух частот, временной интервал.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1.

Буквенные обозначения и единицы основных величин в электротехнике

Наименование величины	Символ	Единица	
		Наименование	Обозначение
Время	t	секунда	с
Добротность	Q	—	—
Ёмкость электрическая	C	фарад	Ф
Заряд магнитный	m	джоуль на ампер	Дж/А
Заряд электрический	Q, q	кулон	Кл
Индуктивность	L	генри	Гн
Индуктивность взаимная	M, L_M	генри	Гн
Индукция магнитная	B	тесла	Тл
Коэффициент искажения формы кривой электрической или магнитной величины	d, k	—	—
Коэффициент мощности	λ	—	—
Коэффициент мощности при синусои- дальных напряжении и токе	$\cos \varphi$	—	—
КПД	η	—	—
Коэффициент трансформации	n	—	—
Момент магнитный	m	ампер-квал- ратный метр	А · м ²
Мощность, мощность активная	P	ватт	Вт
Мощность полная	S	вольт-ампер	В · А
Мощность реактивная	Q	вольт-ампер реактивный	вар
Намагниченность	M	ампер на метр	А/м
Напряжение электрическое	U	вольт	В

Продолжение прилож. 1

Наименование величины	Символ	Единица	
		Наименование	Обозначение
Напряженность магнитного поля	H	ампер на метр	А/м
Напряженность электрического поля	E	ньютон на кулон	Н/Кл
Отношение числа витков	n, q	—	—
Период колебаний электрической или магнитной величины	T	секунда	с
Плотность тока	J	ампер на квад- ратный метр	А/м ²
Постоянная времени электрической цепи	τ, T	секунда	с
Постоянная магнитная	μ_0	генри на метр	Гн/м
Постоянная ослабления четырёхполюсника	A	—	—
Постоянная электрическая	ϵ_0	фарад на метр	Ф/м
Потенциал электрический	V, φ	вольт	В
Поток магнитный	Φ	вебер	Вб
Потокосцепление	Ψ	вебер	Вб
Проводимость магнитная	λ	вебер на ампер	Вб/А
Проводимость электрическая активная	G, g	сименс	См
Проводимость электрическая полная	Y	сименс	См
Проводимость реактивная	B, b	сименс	См
Проводимость электрическая удельная	γ, σ	сименс на метр	См/м
Проницаемость диэлектрическая абсолютная	ϵ_a, ϵ	фарад на метр	Ф/м
Проницаемость диэлектрическая относительная	ϵ_r	—	—
Проницаемость магнитная абсолютная	μ_a, μ	генри на метр	Гн/м
Проницаемость магнитная относительная	μ_r	—	—
Разность электрических потенциалов	U	вольт	В
Сдвиг фаз между напряжением и током	φ	радиан	рад
Сила магнитодвижущая вдоль замкнутого контура	F, F_M	ампер	А
Сила электродвижущая	E	вольт	В
Скольжение	s	—	—

Наименование величины	Символ	Единица	
		Наименование	Обозначение
Сопrotивление магнитное	R_M, r_M	ампер на вебер	А/Вб
Сопrotивление электрическое, сопротивление электрическое постоянному току	R, r	ом	Ом
Сопrotивление электрическое активное	R, r	ом	Ом
Сопrotивление электрическое полное	Z	ом	Ом
Сопrotивление электрическое реактивное	X, x	ом	Ом
Сопrotивление электрическое удельное	ρ	ом-метр	Ом · м
Ток	I	ампер	А
Угол потерь	δ	радиан	рад
Угловая скорость	Ω	секунда в минус первой степени	c ⁻¹
Частота вращения	n	оборотов в минуту	1/мин
Частота колебаний электрической или магнитной величины	f, ν	герц	Гц
Частота колебаний угловая электрической или магнитной величины	ω, Ω	секунда в минус первой степени	c ⁻¹
Число витков	N, w	—	—
Число пар полюсов	p	—	—
Число фаз многофазной системы	m	—	—
Энергия электромагнитная	W	ватт-секунда	Вт · с

ПРИЛОЖЕНИЕ 2.

Физические законы и основные понятия

Закон Кулона. Сила взаимодействия F двух точечных зарядов Q_1 и Q_2 в вакууме направлена вдоль прямой, соединяющей эти заряды, пропорциональна произведению этих зарядов и обратно пропорциональна квадрату расстояния между ними:

$$F = \frac{Q_1 Q_2}{4\pi\epsilon_0 R^2},$$

где $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$ — электрическая постоянная; R — расстояние между зарядами.

Закон Фарадея (электромагнитной индукции). В любом замкнутом контуре при изменении потока магнитной индукции через поверхность, ограниченную этим контуром, индуцируется ЭДС (в направлении правого винта системы относительно магнитной индукции B), равная взятой со знаком минус скорости изменения этого потока:

$$e = \oint E_{\text{инд}} dl = -\frac{d\Phi}{dt},$$

где $\Phi = \oint B dS$ — магнитный поток через поверхность S ; $E_{\text{инд}}$ — напряженность индуцируемого электрического поля; l — вектор, направленный по выбранному положительному направлению для ЭДС, длина которого равна длине проводника l . Для противоположного положительного направления ЭДС $e = + d\Phi/dt$. При движении линейного проводника со скоростью v в однородном магнитном поле с индукцией B в нем индуцируется ЭДС (рис. П.1 а) $e = I[vB] = IE_{\text{инд}}$. Если проводник неподвижен, а со скоростью v движется магнитное поле, то ЭДС направлена в противоположную сторону (рис. П.1 б): $e = -I[vB]$.

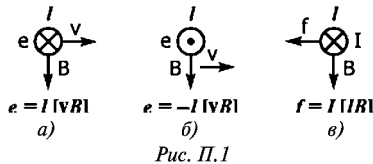


Рис. П.1

Закон Ампера. На линейный проводник длиной l (рис. П.1 в) с током I в однородном магнитном поле с индукцией B действует сила $F = I[lB]$.

Закон полного тока. Интеграл напряженности магнитного поля вдоль замкнутого контура равен электрическому току, охватываемому этим контуром: $\oint H dl = I$. При изменении электрического поля в замкнутом пространстве возникает магнитное поле (единое электромагнитное поле).

Принцип непрерывности тока. Полный электрический ток сквозь любую замкнутую поверхность равен нулю: $I = \oint_S J dS = 0$. Плотность полного тока J определяется суммой плотностей токов проводимости, переноса и смещения.

Закон Ома. Для линейной цепи ток в ней прямо пропорционален напряжению: $U = RI$.

Сопротивление $R = \rho l/S$ – коэффициент пропорциональности между током и напряжением. Здесь ρ – удельное электрическое сопротивление (коэффициент пропорциональности между плотностью тока и напряженностью электрического поля $E = \rho J$); l – длина проводника; S – площадь поперечного сечения проводника.

Для магнитной цепи магнитный поток пропорционален магнитодвижущей силе:

$$F = Iw = R_M \Phi,$$

где w – число витков обмотки; $R_M = l/(S\mu_r)$ магнитное сопротивление.

Ток проводимости I – скалярная величина, равная производной по времени от электрического заряда, переносимого носителями заряда сквозь рассматриваемую поверхность: $I = dQ/dt$.

Электрическое напряжение U – скалярная величина, равная линейному интегралу напряженности электрического поля вдоль заданного пути AB , на котором нет сторонних сил: $U = \int_A^B E dl$.

Напряженность электрического поля E – векторная величина, характеризующая электрическое поле и определяющая силу F , действующую на заряженную частицу с зарядом Q со стороны электрического поля: $E = F/Q$.

Электродвижущая сила (ЭДС) e – скалярная величина, характеризующая способность стороннего поля и индуцированного электрического поля вызывать электрический ток.

Намагниченность M – векторная величина, характеризующая магнитное состояние вещества и равная пределу отношения магнитного момента элемента объема вещества Δm_M к этому элементу объема ΔV , когда последний стремится к нулю: $M = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{\Delta m_M}{\Delta V}$.

Поляризованность P – векторная величина, характеризующая степень электрической поляризации вещества и равная пределу отношения электрического момента некоторого объема вещества Δm к этому объему ΔV , когда последний стремится к нулю:

$$P = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{\Delta m}{\Delta V}.$$

Электрическое смещение D – векторная величина, равная геометрической сумме напряженности электрического поля в рассматриваемой точке, умноженной на электрическую постоянную, и поляризованности в той же точке: $D = \epsilon_0 E + P$.

Магнитная индукция B — векторная величина, характеризующая магнитное поле и определяющая силу, действующую на движущуюся заряженную частицу.

Напряженность магнитного поля H — векторная величина, равная геометрической разности магнитной индукции, деленной на магнитную постоянную, и намагниченности: $H = B/\mu_0 - M$.

Магнитная постоянная $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Абсолютная магнитная проницаемость μ_a — величина, характеризующая магнитные свойства вещества: скалярная — для изотропного вещества, равная отношению модуля магнитной индукции к модулю напряженности магнитного поля, и тензорная — для анизотропного вещества: $\mu_a = B/H$.

Относительная магнитная проницаемость μ_r — отношение абсолютной магнитной проницаемости к магнитной постоянной: $\mu_r = \mu_a / \mu_0$.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3.

Математические понятия, применяемые в электротехнике

Ряды Фурье. На интервале разложения $-\pi < t < \pi$

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos kt + b_k \sin kt) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jkt},$$

где

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\tau) \cos k\tau d\tau;$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\tau) \sin k\tau d\tau;$$

$$c_k = \frac{1}{2}(a_k - jb_k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\tau) e^{-jk\tau} d\tau, \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

Ряд Тейлора. Действительная функция $f(x)$, имеющая в интервале $a < x < b$ n -ную производную, может быть разложена в ряд:

$$f(x) = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0) + \frac{1}{2!} f''(x_0)(x - x_0)^2 + \dots + \frac{1}{(n-1)!} f^{(n-1)}(x_0)(x - x_0)^{n-1} + R_n,$$

где R_n — остаточный член.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4.

Маркировка полупроводниковых приборов

В 1964 г. была введена буквенно-цифровая маркировка отечественных полупроводниковых приборов. В маркировке содержится информация о назначении, основных электрических параметрах, полупроводниковом материале и конструктивно-технологических особенностях. Маркировка состоит из семи элементов

Первый элемент — исходный материал: германий — Г или 1, кремний — К или 2, соединения галлия (GaAs - арсенид галлия) — А или 3, соединения индия — И или 4

Второй элемент — группа приборов: диоды — Д, транзисторы биполярные — Т и полевые — П, стабилизаторы тока — К, выпрямительные столбы и блоки — Ц, стабилитроны и стабисторы — С, варикапы — В, светодиоды — Л, оптопары — О, динисторы — Н, тиристоры — У, туннельные диоды — И, генераторы шума — Г, диоды Ганна — Б, диоды СВЧ — А.

Третий элемент — основные функциональные возможности. Например, для биполярных транзисторов рабочая мощность и частота.

Четвертый, пятый и шестой элементы определяют порядковый номер разработки обозначают цифрами от 1 до 999. Для стабилитронов и стабисторов четвертый и пятый элементы определяют напряжение стабилизации, шестой — порядковый номер разработки с буквенным обозначением от А до Я.

Пятый элемент — буквы от А до Я, кроме З, О и Ч, схожих по написанию с цифрами, определяет классификацию по параметрам приборов, изготовленных по единой технологии. Например, общепромышленного или специального назначения.

Например: 2Т904А — транзистор биполярный на основе кремния, большой мощности и высокой частоты.

Если габаритные размеры приборов не позволяют использовать буквенные или цифровые обозначения, то на корпус наносится цветная маркировка (точка и цветные полоски), смысл которой поясняется в технической документации.

Зарубежные фирмы производители полупроводниковых приборов применяют одну из трех распространенных систем маркировки — европейскую PRO-ELECTRON, JEDEC (Joint Electron Device Engineering Council) или японскую JIS (Japanese Industrial Standart). Помимо этих трех систем маркировки некоторые фирмы вводят свою.

ПРИЛОЖЕНИЕ 5.

Система обозначений ИМС

Условное обозначение отражает принадлежность к классам, группам и сериям. Условное обозначение ИМС состоит из следующих элементов:

I. (одна цифра). Группа ИС: 1, 5, 7 — полупроводниковая ИС; 2, 4, 6, 8 — гибридная ИС; 3 — пленочная, керамическая и др. ИС.

II. (две-три цифры). Порядковый номер разработки серии: 000+999 (раньше 00+99). При трех цифрах, первая — функциональное назначение МС.

«0» — бытовая РЭА (пример: КР1021ХА4 — декодер ПАЛ),

«1» — аналоговая ИС (К1121СА1 — компаратор),

«4» — микросхема операционного усилителя (К1408УД1),

«5» — цифровые микросхемы (К1533ЛА3),

«6» — микросхемы памяти (К1601РУ1),

«8» — микропроцессор (К1810ВМ86).

III. (две буквы). Подгруппа и функциональное назначение МС:

АГ — формирователь прямоугольных импульсов;

ЕН — стабилизатор напряжения;

ПА — ЦАП;

ПВ — АЦП;

УД — усилитель операционный;

УН — усилитель низкой частоты;

УС — усилитель дифференциальный;

УТ — усилитель постоянного тока;

ЛИ — логический элемент «И»;

ЛЛ — логический элемент «ИЛИ»;

ЛН — логический элемент «НЕ»;

ЛС — логический элемент «И-ИЛИ»;

ЛА — логический элемент «И-НЕ»;

ЛЕ — логический элемент «ИЛИ-НЕ»;

ЛР — логический элемент «И-ИЛИ-НЕ»;

ЛП — логический элемент «исключающее ИЛИ»;

ИР — регистр;

ИМ — сумматор;

ИЕ — счетчик;

ИВ — шифратор;

ИД — дешифратор;

ВМ — центральный процессор;

РУ—ОЗУ;

РЕ, РТ-ПЗУ;

РФ — перепрограммируемые ПЗУ с УФ стиранием и электрической записью;

РР — ППЗУ с электрической записью и электрическим стиранием.

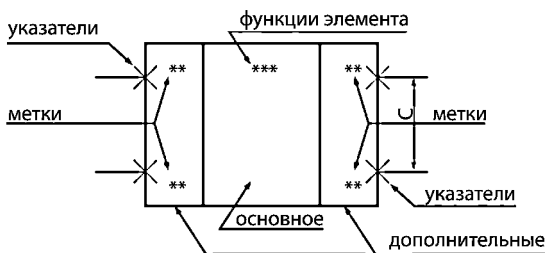
IV. (цифры). Условный номер разработки ИМС в данной серии.

V. При необходимости буквы «А» + «Я» для разделения однотипных ИМС по электрическим параметрам.

Для ИМС, используемых в устройствах широкого применения, впереди ставится буква «К». В обозначении ИМС, отличающихся только конструктивным исполнением корпуса, перед обозначением добавляются буквы, определяющие исполнение корпуса: Р — пластмассовый, М — керамический, металлокерамический, стеклокерамический, Е — металлополимерный, А — пластмассовый и планарный, И — стеклокерамический планарный, Б — бескорпусный.

Условные графические обозначения ИМС



На чертежах ИМС наносятся в виде условных графических обозначений по ГОСТ 2.743-82 для цифровых ИМС и ГОСТ 2.759-82 для аналоговых. Условное графическое обозначение ИМС изображают в виде прямоугольников, к которым подводят линии выводов входов и выходов. Стандартное расположение входов слева, выходов справа. ГОСТ допускает изображение ИМС, повернутыми на 90°, при этом входы сверху, выходы снизу. Условное графическое обозначение ИМС может содержать три поля: основное и два дополнительных.



Размеры определяются: по высоте числом линий выводов, интервалов и строк информации в основном и дополнительных полях, размером шрифта (расстояние $C=5$ мм или кратно 5); по горизонтали наличием дополнительных полей, числом знаков в поле. Минимальные размеры основного поля 10мм, дополнительного 5 мм.


Обозначение указателей выводов

1. Статические вход/выход:

—  — прямой вход;  — прямой выход;

—  — инверсный вход;  — инверсный выход;

2. Динамические (импульсные) входы/выходы:



—  — прямой динамический вход;

0 

—  — инверсный динамический вход:

1 

Вход/выход, не несущие логической информации:

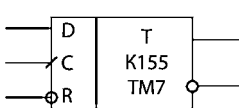
—  




В основном поле указываются: в первой строке — обозначение основной функции ИМС: 1 — «ИЛИ», & — «И», Т — триггер, ТТ — двухступенчатый триггер, СТ2 — двоичный счетчик, СТ10 — десятичный счетчик, DC — дешифратор, CD — шифратор, MUX — мультиплексор, DMX — демультимплексор, SM — сумматор, RG — регистр, G — генератор, — усилитель, ALU — АЛУ, CPU — ЦПЭ, RAM — ОЗУ, ROM — ПЗУ;

во второй строке — полное или краткое название ИМС (может занимать несколько строк);

в третьей строке — буквенно-цифровое обозначение или порядковый номер или адресное обозначение элемента по схеме.

В дополнительных полях: метки содержат информацию о функциональном назначении выводов: S — установки выхода в «логическую 1», R — в «логический 0», J — вход установки триггера в «логическую 1», K — вход установки JK-триггера в «0», V — разрешающий вход, D0, D1 ... Dn — входы/выходы данных, A1 ... An — входы/выходы адресные, C — тактовый вход.



-  — выход с открытым коллектором;
-  — выход с открытым эмиттером;
-  — МС с Z-состоянием (триема состояниями).

ПРИЛОЖЕНИЕ 6. Основные технические данные некоторых серийных асинхронных электродвигателей общего применения

Таблица Пб.1. Трехфазные асинхронные электродвигатели с короткозамкнутым ротором серии RA

Высота оси вращения, мм	Мощность $P_{2, \text{ном}}$, кВт	Тип двигателя	Масса, кг	Частота вращения $n_{2, \text{ном}}$, об/мин	КПД, %	Коэффициент мощности $\cos \varphi$	Ток при $U_{1, \text{ном}} = 380 \text{ В}$ $I_{1, \text{ном}}$, А	$\frac{M_p}{M_{\text{ном}}}$	$\frac{M_c}{M_{\text{ном}}}$	Момент инерции, кг·м ²
$n_1 = 3000 \text{ об./мин (2 полюса)}$										
71	0,37	RA71A2	7,5	2830	67,0	0,80	1,0	3,3	3,8	0,0004
71	0,55	RA71B2	8,4	2830	72,0	0,83	1,4	2,3	3,1	0,0005
80	0,75	RA80A2	8,7	2820	74,0	0,83	1,9	2,5	2,7	0,0008
80	1,1	RA80B2	10,5	2800	77,0	0,86	2,5	2,6	2,8	0,0012
90	1,5	RA90S2	13	2835	79,0	0,87	3,3	2,8	3,0	0,0010
90	2,2	RA90L2	15	2820	82,0	0,87	4,7	3,2	3,4	0,0015
100	3,0	RA100L2	17	2835	82,0	0,86	6,5	2,9	3,2	0,0038
112	4,0	RA112M2	39	2865	83,5	0,90	8,0	2,0	3,0	0,0082
132	5,5	RA132SA2	43	2880	85,0	0,89	11	2,4	3,0	0,0155
132	7,5	RA132SB2	49	2895	87,0	0,89	15	2,5	3,2	0,0185
160	11,0	RA160MA2	112	2940	87,5	0,89	22	2,0	3,3	0,04338
160	15,0	RA160MB2	116	2940	90,0	0,86	29	2,0	3,2	0,0470
160	18,5	RA160L2	133	2940	90,5	0,88	35	2,0	3,2	0,0533
180	22,0	RA180M2	147	2940	90,5	0,89	42	2,1	3,5	0,0604
200	30,0	RA200LA2	205	2940	91,5	0,90	56	1,4	2,2	0,1164
200	37,0	RA200LB2	230	2940	92,0	0,88	70	2,3	3,2	0,1400
225	45,0	RA225M2	255	2940	93,5	0,90	83	2,4	3,3	0,1790
250	55,0	RA250M2	320	2950	94,0	0,90	100	2,3	4,0	0,3000
280	75,0	RA280S2	455	2970	94,0	0,89	136	2,6	4,0	0,4000
280	90,0	RA280M2	535	2970	94,0	0,90	162	2,7	4,0	0,5000
315	110,0	RA315S2	720	2975	95,4	0,91	183	1,8	2,5	1,2100
315	132,0	RA315M2	800	2975	95,4	0,92	219	1,7	2,4	1,4400

$n_1 = 1500$ об./мин (4 полюса)

71	RA71A4	7,3	1380	66,0	0,74	0,8	3,2	1,7	1,0,0006
71	RA71B4	7,5	1380	67,0	0,72	1,2	3,7	2,0	0,0008
80	RA80A4	8,4	1400	72,0	0,80	1,4	4,7	2,4	0,0018
80	RA80B4	10	1400	75,0	0,75	2,0	5,0	2,5	0,0023
90	RA90S4	14	1420	77,0	0,80	2,7	5,5	2,6	0,0034
90	RA90L4	16	1420	78,5	0,80	3,6	5,5	2,8	0,0042
100	RA100LA4	17	1390	78,0	0,82	5,2	5,0	2,6	0,0048
100	RA100LB4	21	1395	78,0	0,80	7,3	5,5	2,7	0,0058
112	RA112M4	37	1430	85,0	0,84	8,5	6,5	2,2	0,0103
132	RA132S4	45	1450	87,0	0,85	11,3	7,0	2,4	0,0229
132	RA132M4	52	1455	88,0	0,83	15,6	7,0	2,8	0,0277
160	RA160M4	110	1460	88,5	0,86	22	6,5	1,8	0,0613
160	RA160L4	129	1460	90,0	0,87	29	7,0	1,9	0,0862
180	RA180M4	149	1460	90,5	0,89	35	7,0	1,9	0,1038
180	RA180L4	157	1460	91,0	0,88	42	7,0	2,1	0,1131
200	RA200L4	210	1470	90,5	0,86	58	7,0	2,2	0,3200
225	RA225S4	230	1460	92,0	0,87	70	7,5	2,2	0,4000
225	RA225M4	260	1460	92,0	0,87	86	7,0	2,2	0,4500
250	RA250M4	325	1470	92,5	0,87	104	7,5	2,6	0,4400
280	RA280S4	455	1470	93,0	0,82	139	7,5	2,5	0,5000
280	RA280M4	500	1470	93,0	0,87	169	7,5	2,5	0,6000
315	RA315S4	740	1485	94,8	0,86	195	7,0	2,1	1,9600
315	RA315M4	840	1480	95,0	0,87	231	7,0	2,1	2,2700

$n_1 = 1000$ об./мин (6 полюсов)

71	RA71A6	7,5	835	56,0	0,73	0,7	2,3	2,0	0,0006
71	RA71B6	7,5	860	58,0	0,73	0,9	3,0	2,0	0,0009
80	RA80A6	8,4	910	64,0	0,72	1,2	3,3	2,0	0,0027
80	RA80B6	10	915	67,0	0,70	1,8	3,3	2,0	0,0030
90	RA90S6	14	930	71,0	0,70	2,3	4,0	2,0	0,0040
90	RA90L6	16	930	72,0	0,72	3,2	4,0	2,0	0,0052
100	RA100L6	18	925	72,0	0,71	4,5	4,5	2,4	0,0063

Таблица Пб.1. Окончание

Высота оси вращения, мм	Мощность P_2 , кВт	Тип двигателя	Масса, кг	Частота вращения n_2 , об/мин	КПД, %	Коэффициент мощности $\cos\varphi$	Ток при $U_{1ном} = 380 В$ $I_{1ном}, А$	$\frac{M_1}{M_{ном}}$	$\frac{M_2}{M_{ном}}$	Момент инерции, кг·м ²
112	2,2	РА112М6	33	960	79,0	0,75	5,6	1,8	2,3	0,0185
132	3,0	РА132С6	41	960	83,0	0,79	7	2,2	2,6	0,0252
132	4,0	РА132МА6	50	960	84,0	0,80	9	2,2	2,6	0,0368
132	5,5	РА132МВ6	56	950	83,0	0,82	12,2	2,2	2,5	0,0434
160	7,5	РА160М6	110	970	87,0	0,80	16	2,0	2,8	0,0916
160	11,0	РА160Л6	133	970	88,5	0,82	23	2,2	2,9	0,1232
180	15,0	РА180Л6	155	970	89,0	0,82	31	2,3	3,0	0,1512
200	18,5	РА200ЛА6	190	970	87,0	0,82	39	1,8	2,7	0,3100
200	22,0	РА200ЛВ6	195	970	87,0	0,84	46	2,0	2,5	0,3600
225	30,0	РА225М6	225	970	89,5	0,86	59	2,0	2,7	0,4430
250	37,0	РА250М6	360	970	91,0	0,89	66	2,0	2,3	0,8250
280	45,0	РА280С6	465	980	92,0	0,87	81	2,0	2,0	1,2800
280	45,0	РА280М6	520	980	92,5	0,88	97,5	2,1	2,2	1,4800
315	75,0	РА315С6	690	983	93,7	0,88	146	1,8	2,2	2,6300
315	90,0	РА315М6	800	983	94,2	0,88	174	1,8	2,2	3,3300

$n_1 = 750$ об/мин (8 полюсов)

71	0,09	РА71А8	6,6	665	42,0	0,57	0,57	1,7	1,9	0,0005
71	0,12	РА71В8	8,1	660	45,0	0,58	0,7	1,6	2,0	0,0006
80	0,18	РА80А8	10,5	690	55,0	0,61	0,78	2,0	2,2	0,0013
80	0,25	РА80В8	12	695	56,0	0,59	1,12	2,3	2,5	0,0017
90	0,37	РА90С8	15	700	59,0	0,59	1,54	1,9	2,1	0,0030
90	0,55	РА90Л8	18	675	63,0	0,62	2,04	2,1	2,2	0,0038
100	0,75	РА100ЛА8	23	705	67,0	0,60	2,7	2,0	2,3	0,0063
100	1,1	РА100ЛВ8	28	705	72,0	0,68	3,25	2,0	2,4	0,0090
112	1,5	РА112М8	33,5	705	75,0	0,71	4,1	2,2	2,5	0,0225

132	2,2	RA132S8	46	705	75,0	0,75	5,6	4,0	1,7	2,3	0,0530
132	3,0	RA132M8	53	700	78,0	0,75	7,4	4,0	1,7	2,3	0,0625
160	4,0	RA160M8	107	730	84,0	0,71	10	4,8	1,8	2,2	0,1031
160	5,5	RA160ME8	112	730	84,0	0,71	14	4,8	1,8	2,2	0,1156
160	7,5	RA160L8	131	730	85,0	0,73	18	5,5	1,8	2,4	0,1443
180	11,0	RA180L8	158	730	87,0	0,75	26	5,5	1,8	2,4	0,1897
200	15,0	RA200L8	195	730	88,0	0,80	32	5,7	2,0	2,5	0,3600
225	18,5	RA225S8	265	725	88,0	0,80	38	5,0	2,0	2,2	0,4400
225	22,0	RA225M8	265	730	89,0	0,80	44,5	5,0	2,0	2,4	0,4400
250	30,0	RA250M8	360	730	90,0	0,80	60	5,5	2,2	2,2	0,8250
280	37,0	RA280S8	465	735	91,0	0,80	73,5	5,5	2,0	2,0	1,3500
280	45,0	RA280M8	520	735	91,5	0,77	92	5,5	2,2	2,0	1,5500
315	55,0	RA315S8	690	740	92,5	0,80	113	6,0	2,0	2,4	2,6300
315	75,0	RA3158	800	740	93,5	0,81	143	6,0	2,0	2,3	3,3300

Список литературы

1. Справочное пособие по электротехнике и основам электроники / Под ред. А.В. Нетушила. М.: Высшая школа, 1986 г.
2. Справочное пособие по основам электротехники и электроники / Под ред. А.В. Нетушила. М.: Энергоатомиздат, 1995 г.
3. Электротехника и электроника в 3-х книгах / Под ред. В.Г. Герасимова. М.: Энергоатомиздат, 1997 г.
4. Немцов М.В. Электротехника и электроника М.: Издательство МЭИ, 2007 г.
5. Беневоленский С.Б., Марченко А.Л. Основы электротехники М.: Физматлит, 2006 г.
6. Основы теории цепей / Г.В. Зевекс, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. М.: Энергоатомиздат, 1989 г., 5-е издание.
7. Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления. Справочник. / Под ред. С.Т. Хвоща. Л.: Машиностроение, 1987 г.
8. Справочное пособие по микропроцессорам и микроЭВМ / Под ред. Л.Н. Прескухина. М.: Высшая школа, 1988 г.
9. Безуглов Д.А. Цифровые устройства и микропроцессоры. Учебное пособие для ВУЗов. М.: Феникс, 2006 г.

Предметный указатель

А

- Автогенератор 209
- Автотрансформатор 293
- Ампер 9
- Амперметр 10, 359
- Амплитуда 55
 - комплексная 60
- Анализ магнитной цепи 259
- Анод 161
- Архитектура микропроцессора 230

Б

- База транзистора 176
- Баланс амплитуд 210
 - гармонический 210
 - мощностей 76
 - фаз 210
- Бареттер 138
- Блок арифметическо-логический 237
 - регистров 238

В

- Ватт 72
- Ваттметр 77, 363
 - трехфазный 77, 263
- Вектор вращающийся 59
 - комплексного значения 65
- Вентиль 156
- Ветвь 14
- Вещества ферромагнитные 256
- Возбуждение генератора 321
 - двигателя 327
 - машин постоянного тока
 - независимое 323
 - параллельное 325
 - последовательное 330
 - смешанное 326
- Вольт 9
- Вольт-ампер 79
 - реактивный 79
- Вольтметр
 - цифровой 378
 - микропроцессорный 384
- Выпрямитель управляемый 161
- Выпрямитель переменного тока 148
 - — — однополупериодный 150
 - — — двухполупериодный мостовой 152
 - — — с выводом средней точки трансформатора 150

Г

- Гармоники высшие 136
- Генератор асинхронный
 - несинусоидальных колебаний 212

- постоянного тока 323
- релаксационный 213
- синусоидальных колебаний 209
- Генератор с независимым возбуждением 323
 - электрохимический 315
 - электронный 209
- Гистерезис 257
- Годограф 318
- Граф схемы 19
- Группа соединения обмоток трансформатора 291

Д

- Двигатели асинхронные
 - трехфазные 306
 - смешанного возбуждения 330
 - с параллельным возбуждением 330
- Двухполосник 36
 - активный 36
 - безинерционный 138
 - инерционный 138
 - линейный 36
 - нелинейный 138
 - пассивный 37
- Дешифратор команд 237
- Диаграмма векторная
 - катушки со стальным магнитопроводом 266
 - синхронного генератора 317
 - однофазного трансформатора 285
 - временная 56, 212
- Дискретизация 371
- Диамagnetики 256
- Диод полупроводниковый 145
- Домены магнитные 256
- Дуга электрическая 298

Е

- Емкость конденсатора 58
 - комплексная 84

З

- Заземление 112
- Закон Кирхгофа 14
- Закон коммутации 116
 - в комплексной форме 120
- Ома 13
- полного тока 259, 395
- электромагнитной индукции
- Замыкание короткого трансформатора
- Зануление 113
- Звезда 98
- Значение действующее 56
 - максимальное 55
 - мгновенное 55

- среднее 56
- – квадратическое 56
- И**
- Измерение добротности 369
- косвенное 350
- мощности 363
- напряжения 361
- параметров 350
- прямое 350
- сопротивления 364
- тока 359
- частоты 387
- электрической энергии 363
- Индукция магнитная 256
- остаточная 256
- Индуктивность 58
- Интерфейс 230
- Информация 130
- Источник 10
- идеального тока 13
- идеальной ЭДС 13
- напряжения 12
- тока 13
- ЭДС 13
- электрической энергии 10
- К**
- Катод 161
- Катушка 58
- Квантование 371
- Классификация микропроцессоров 230
- Классы точности 353
- Ключ 222
- Кодирование цифровое 372
- Коллектор транзистора 176
- Конденсатор 58
- Конструкция электрических машин
- – – асинхронных 306
- – – синхронных 314
- – – постоянного тока 321
- Контур 14
- колебательный 87
- независимый 20
- Коэффициент
- мощности 73
- полезного действия 286
- пульсации 156
- мощности трансформатора 286
- сглаживания 153
- стабилизации 166
- трансформации 274
- усиления 172
- – мощности 286
- – напряжения 172
- – тока 173
- частотных искажений 193
- Кривая намагничивания 257
- – основная 257
- Кристалл 142
- Куметр (измеритель добротности) 369
- Л**
- Лампа накаливания 11, 54
- Линеаризация условная
- характеристик 181
- Линия трёхпроводная 101
- четырёхпроводная 98
- Логометр 354
- М**
- Магниты постоянные 256
- Магнитопровод кольцевой 259
- Материалы магнитомягкие 258
- магнитотвёрдые 258
- Матрица 17
- Машины асинхронные 306
- переменного тока
- синхронные 314
- Мегометр 364
- Мера 350
- Метод 26
- двух узлов 30
- измерения 350
- контурных токов 26
- пропорциональных величин 31
- расчета нелинейных цепей 138
- узловых потенциалов 27
- Механизм измерительный 356
- Микроконтроллер 230
- Микропроцессор 229
- Микросхема аналоговая 216
- гибридная 217
- цифровая 216
- Микроэлектроника 216
- Момент вращающий 307
- пусковой 312
- электромагнитный 327
- Мощность
- активная 72
- допустимая 180
- комплексная 73
- мгновенная 71
- полная 72
- потеря от вихревых токов 311
- – от гистерезиса 311
- реактивная 72
- трёхфазной цепи 109
- Мультивибратор 213
- Н**
- Нагрузка 40
- Наконечник полюсный 321
- Намагниченность 256
- Направление положительное 148

- напряжений 10
- токов 10
- Напряжение допустимое 148
- дрейфа 205
- короткого замыкания трансформатора 277
- магнитное
- линейное 99
- обратное 150
- покоя 180
- фазное 99
- Напряженность магнитного поля 256
- Насыщение магнитно 257e
- О**
- Область
- временная 130
- рабочая 179
- частотная 190
- Обмотка возбуждения 321
- Обмотка
- вторичная 274
- высшего напряжения 274
- двойная короткозамкнутая 314
- низшего напряжения 274
- параллельная 325
- первичная 274
- последовательная 326
- распределенная
- трансформатора
- фазная 307
- Обозначение условное 274
- Окраска фаз 97
- Ом 14
- Опыт короткого замыкания 277
- холостого хода 276
- П**
- Падение напряжения 89
- Паз 303
- Память 246
- Парамагнетика 256
- Параметры диода (вентиля) 148, 150
- источников 12
- транзистора 183
- трансформатора 276, 277
- номинальное 276
- триода 183
- четырёхполюсника 45
- Передача максимальной мощности 42
- Переменная логическая 219
- Период переменного тока 55
- синусоидального тока 55
- Периодомер 389
- Петля гистерезиса 323
- Печь дуговая электрическая
- нагревательная 298
- сопротивления 295
- Плазмотрон 300
- Повторитель 202
- Погрешность абсолютная 351
- дискретизации 372
- Погрешность относительная 352
- приведённая 352
- Поле вращающееся магнитное
- — — ротора 303
- — — статора 303
- Полупроводник 142
- n-типа 144
- p-типа 145
- Полюс 303
- дополнительный 321
- основной 321
- Последовательность фаз 96
- Постоянная времени
- магнитная 256
- электрическая 120
- Потери в трансформаторе 286
- Потеря напряжения 89
- Поток магнитный 260
- рассеяния 259, 275
- Потокоцепление 82
- Преобразование эквивалентное 23
- Преобразователь измерительный
- электромеханический 356
- Приборы аналоговые
- измерительные 354
- цифровые 371
- Приведение параметров вторичной обмотки трансформатора 280
- ротора 309
- Приёмник электрической энергии
- активный 57
- пассивный 57
- Принцип
- взаимности 34
- действия асинхронных машин 307
- — машин постоянного тока 322
- синхронных машин 315
- компенсации 34
- суперпозиции (наложения) 32
- эквивалентного активного двухполюсника 37
- Проводимость 22
- комплексная 82
- Проницаемость 256
- магнитная 256
- Процесс аperiodический 128
- колебательный 128
- переходный 116
- принуждённый 117
- Процесс свободный 117
- Пуск двигателя постоянного тока 332
- — синхронного 319

Р

- Реакция якоря 324
- Реверсирование двигателей постоянного тока 333
- Регистр команд 238
- Режим двигателя
 - короткого замыкания 277
 - насыщения транзистора 224
 - покоя 185
 - холостого хода 276
 - электромагнитного тормоза 308
- Резистор добавочный 362
- Резонанс
 - напряжений 84
 - токов 84
- Реостат пусковой
 - регулировочный 329
- Ротор короткозамкнутый 306
 - неявнополюсный 303
 - фазный 313
 - явнополюсный 303
- Ряд Фурье 131

С

- Самовозбуждение 325
- Связь
 - обратная 198
 - реостатная 198
 - трансформаторная 197
- Сглаживание 156
- Сдвиг фаз 65
- Синусоида эквивалентная 265
- Сила коэрцитивная 257
- магнитодвижущая 258
- электродвижущая 9
- Система нагрузки
 - несимметричная 102
 - симметричная 97, 101
 - трёхфазная 96
- Скольжение 307
 - критическое 312
- Смещение электрическое 396
- Соединение
 - параллельное 21
 - последовательное 21
- Сопrotивление активное 64
 - внутреннее 12
 - входное 188
 - выходное 189
 - дифференциальное 12, 164
 - ёмкостное 68
 - индуктивное 66
 - комплексное 64, 66, 69
 - короткого замыкания трансформатора 284
 - магнитное 260
 - обобщенное 353

- синхронное реактивное 317
- комплексное удельное магнитное 270
- Составляющая постоянная 131
- Стабилизатор напряжения 165
- Станина 321
- Статор 303
- Степень интеграции 217
- Стержень 307
- Схема замещения
 - Г-образная 282
 - двухполюсника 39
 - катушки 83
 - конденсатора 83
 - одной фазы асинхронной машины 309
 - одной фазы синхронной машины 317
 - Т-образная 281
 - пуска асинхронных машин 313
 - синхронных машин 319
 - структурная микропроцессора 237
- Счетчик программный 239

Т

- Тиристор 161
- Ток активный 265
 - вихревой 264
 - допустимый 12
 - комплексный 60, 265
 - контурный 26
 - короткого замыкания 13
 - линейный 99
- Ток намагничивающий 265
 - несинусоидальный 135, 264
 - обратный 150
 - постоянный 10
 - приведённый 281
 - синусоидальный 55
 - фазный 100
 - холостого хода в трансформаторе 276
- Торможение
 - двигателей постоянного тока 334
 - динамическое 334
 - противоключением 334
- Точка нейтралей 98
 - рабочая 180
- Транзистор биполярный 176
 - полевой 174
- Трансформатор 272
 - внешняя характеристика 284
 - измерительный 292
 - напряжения 293
 - сварочный 296
 - тока 292
 - трёхфазный 289
- Треугольник 25
- Триггер 225
- Триод 174

У

- Угол магнитных потерь 266
 - потеря 84
 - регулирования 163
- Узел 14
- Указатель стека 245
- Уравнение дифференциальное 117
 - преобразования 351
 - трансформатора 278
 - характеристическое 117
 - четырёхполюсника 45
 - в *ABCD*-форме 47
 - в *G*-форме 49
 - в *h*-форме 49
 - в *R*-форме 50
 - в *RK*-форме 47
- Усилитель мощности 196
- Усилитель напряжения 185
 - операционный 206
 - полосовой 194
 - постоянного тока 204
 - тока 172
- Условия начальные 116
- Установки индукционные 297
- Устройство запоминающее оперативное 246
 - постоянное 246

Ф

- Фаза начальная 56
- Ферриты 256
- Феррорезонанс 268
 - напряжений 267
 - тока 267
- Фильтрация 156
- Фильтры электрические 156
- Форма матричная 16
- Формула двух узлов 30
 - узловых потенциалов 27
- Фотодиод 11
- Функция логическая

Х

- Характеристика амплитудная 194
 - внешняя 284
 - вольт-амперная 147
 - входная 179
 - выходная 179
 - двигателя рабочая 328
 - инерционная
 - коллекторная (транзистора) 179
 - механическая 311, 330
 - асинхронной машины 313
 - синхронной машины
 - нагрузочная 324
 - регулировочная 328
 - угловая (синхронной машины) 318
 - фазовая 194

- холостого хода 276
- частотная 86, 190

Цепь

- линейная 9
- магнитная 259
- нелинейная 12
- однофазная 55
- разветвлённая 14
- трёхфазная 96
- электрическая 10
- Цикл машинный 243
 - рабочий 242

Ч

- Частота 56
 - верхняя 190
 - вращения 305
 - магнитного поля 305
 - нижняя 191
 - резонансная 85
 - скольжения 307
 - тактовая 234
 - угловая 55

Частотомер

- цифровой 382

Чередование фаз 97

- Четырёхполюсник 45
 - активный 46
 - пассивный 46

Ш

- Шина адреса 237
 - данных 237
 - управления 237

Щ

- Щетки 321

Э

- Электродвигатели постоянного тока 327
- Электротехника информационная 130
- Элемент активный 11
 - ёмкостный 58
 - индуктивный 58
 - логический 219
 - – И 220
 - – ИЛИ 219
 - – НЕ 221
 - – И-НЕ 222
 - пассивный 11, 57
 - резистивный 57
- Эмиттер 176
- Энергия 10
 - магнитного поля 87
 - электрического поля 87

Я

- Якорь 321

Оглавление

Предисловие	3
Часть первая. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ	
Глава первая. Линейные цепи постоянного тока	
1.1. Электрическая цепь. Характеристики и схемы замещения источников и приёмников (потребителей) электрической энергии	9
1.2. Законы Ома и Кирхгофа для линейной цепи.	13
1.3. Граф схемы.	19
1.4. Структурные преобразования схем замещения линейных цепей	21
1.5. Рационализация составления и решения уравнений Кирхгофа: методы контурных токов, узловых потенциалов, пропорциональных величин	26
1.6. Принципы суперпозиции, компенсации, взаимности	32
1.7. Мощность в цепи постоянного тока	35
1.8. Двухполюсники	36
1.9. Принцип эквивалентного генератора (активного двухполюсника)	37
1.10. Мощность, отдаваемая активным двухполюсником во внешнюю цепь	41
1.11. Применение принципа эквивалентного генератора для анализа цепей измерительных приборов	42
1.12. Четырёхполюсники. Уравнения и схемы замещения	45
Глава вторая. ОДНОФАЗНЫЕ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА	
2.1. Общая характеристика цепей синусоидального тока	54
2.2. Структура цепи синусоидального тока	55
2.3. Гармонические функции и их представление в комплексной форме	59
2.4. Синусоидальный ток в резистивном элементе R	63
2.5. Синусоидальный ток в индуктивном элементе L	65
2.6. Синусоидальный ток в ёмкостном элементе C	68
2.7. Сводная таблица соотношений между параметрами в цепи синусоидального тока с R, L, C элементами	71
2.8. Мощность цепи синусоидального тока	71
2.9. Законы, принципы, методы анализа цепей синусоидального тока в комплексной форме ..	75
2.10. Измерение тока, напряжения, мощности в цепях синусоидального тока	76
2.11. Последовательное соединение R, L, C элементов	77
2.12. Параллельное соединение R, L, C элементов	80
2.13. Схемы замещения реальных индуктивных катушек и конденсаторов	82
2.14. Резонансы напряжений и токов	84
2.15. Падение и потеря напряжения при передаче электроэнергии	89
2.16. Примеры анализа цепей синусоидального тока	90
Глава третья. ТРЁХФАЗНЫЕ ЦЕПИ	
3.1. Трёхфазная цепь и ее элементы	96
3.2. Соединение фаз источников и приёмников звездой, четырёхпроводная линия	98
3.3. Соединение фаз источников и приёмников звездой, трёхпроводная линия	101
3.3.1. Симметричная нагрузка	101
3.3.2. Несимметричная нагрузка	102
3.4. Соединение фаз приёмника в трёхфазной цепи треугольником	104
3.5. Пример анализа трёхфазной цепи	106
3.6. Мощность в трёхфазной цепи	109
3.7. Защитное заземление и зануление в трёхфазной цепи	111
Глава четвертая. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ	
4.1. Возникновение переходных процессов в электрических цепях	116
4.2. Решение уравнений, составленных по законам Ома и Кирхгофа для переходных процессов	116

4.3. Переходные процессы при включении цепи с R, L элементами	118
4.4. Переходные процессы при замыкании цепи с R, L элементами	121
4.5. Переходные процессы при включении и отключении цепи с R, C элементами	123
Глава пятая. ЦЕПИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА	
5.1. Несинусоидальные ЭДС, напряжения и токи	130
5.2. Математическое описание функций, несинусоидально зависящих от времени (ЭДС, токов и напряжений)	131
5.3. Максимальные, действующие и средние значения несинусоидальных периодических функций (напряжений, ЭДС и токов)	135
5.4. Высшие гармоники в трёхфазных цепях	136
Часть вторая. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ	
Глава шестая. ДИОДЫ, ВЫПРЯМИТЕЛИ, СТАБИЛИЗАТОРЫ	
6.1. Характеристики элементов и методы расчета нелинейных цепей	138
6.2. Полупроводниковые диоды	142
6.2.1. Физические основы работы полупроводниковых приборов, р-п переход	142
6.2.2. Полупроводниковый диод и его вольт-амперная характеристика	145
6.3. Выпрямители	148
6.3.1. Основные понятия и характеристики	148
6.3.2. Однополупериодный выпрямитель	150
6.3.3. Двухполупериодные выпрямители	152
6.3.3.1. Двухполупериодный мостовой выпрямитель	152
6.3.3.2. Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки трансформатора	154
6.3.4. Трёхфазный выпрямитель с выводом нейтрали	154
6.3.5. Трёхфазный мостовой выпрямитель	155
6.3.6. Сглаживание выпрямленного напряжения	156
6.3.6.1. Основные понятия о сглаживающих фильтрах	156
6.3.6.2. Емкостной фильтр	156
6.3.6.3. Индуктивный фильтр	158
6.3.6.4. LC-фильтр	158
6.3.7. Схемы выпрямления с умножением напряжения	159
6.3.8. Работа выпрямителя на встречный источник ЭДС	160
6.4. Управляемые источники напряжения	161
6.4.1. Тиристоры	161
6.4.2. Управляемые выпрямители	162
6.5. Стабилизаторы	163
6.5.1. Стабилитроны	163
6.5.2. Стабилизаторы напряжения	165
Глава седьмая. ТРАНЗИСТОРЫ И УСИЛИТЕЛИ	
7.1. Характеристики нелинейных резистивных четырёхполюсников	170
7.2. Общая характеристика усилителей	171
7.3. Полевые и биполярные транзисторы, их характеристики и параметры	174
7.3.1. Полевые транзисторы	174
7.3.2. Общая характеристика биполярных транзисторов	176
7.3.3. Схемы включения транзисторов	177
7.3.4. Вольт-амперные характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером	178
7.3.5. Рабочая область на семействе характеристик транзистора	179
7.3.6. Рабочая точка транзистора	180
7.3.7. Дифференциальные параметры транзистора	181
7.3.8. Уравнения и схема замещения транзистора по переменному току	182
7.3.9. Определение h-параметров транзистора по вольт-амперным характеристикам	183

7.4. Анализ работы и расчет параметров усилителя переменного напряжения на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером и коллекторной нагрузкой	185
7.4.1. Режим работы усилителя по постоянному току	185
7.4.2. Схема замещения усилителя по переменному току и расчет по ней параметров усилителя $R_{вх}$, $R_{вых}$, K_u	188
7.4.3. Частотные характеристики усилителя	190
7.5. Переходная и амплитудная характеристики усилителя	194
7.6. Усилители мощности	196
7.7. Обратные связи в усилителях	198
7.7.1. Виды обратных связей в усилителях	198
7.7.2. Влияние последовательной отрицательной обратной связи по напряжению на параметры усилителя	200
7.7.3. Эмиттерный повторитель	202
7.7.4. Температурная стабилизация	203
7.8. Усилители постоянного тока и операционные усилители	204
7.8.1. Усилители постоянного тока	204
7.8.2. Операционные усилители	206
7.9. Автогенераторы	209

Глава восьмая. ОСНОВЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

8.1. Интегральные микросхемы	216
8.2. Логические и цифровые элементы	218
8.2.1. Логические элементы	219
8.2.2. Транзисторные ключи	222
8.2.3. Триггеры	225
8.2.4. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)	227
8.2.5. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)	228
8.3. Микропроцессоры и микроконтроллеры	229
8.3.1. Микропроцессор. Основные понятия и определения	229
8.3.2. Классификация микропроцессоров	230
8.3.3. Архитектура и устройство микропроцессоров	232
8.3.3.1. Архитектура МП	232
8.3.3.2. Функциональные параметры МП	233
8.3.3.3. Предельные эксплуатационные параметры МП	235
8.3.3.4. Структура микропроцессора КР 580 ВМ80 А	235
8.3.4. Принципы работы микропроцессора	239
8.3.4.1. Двоичная арифметика	239
8.3.4.2. Алгоритм работы микропроцессора КР580ВМ80А	242
8.3.4.3. Программная модель микропроцессора КР580ВМ80А	244
8.3.4.4. Режимы адресации микропроцессора КР580ВМ80А	247
8.3.4.5. Система команд микропроцессора КР580ВМ80А	248
8.3.4.6. Применение микропроцессоров	251

Часть третья. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ

Глава девятая. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

9.1. Ферромагнитные материалы и их характеристики	256
9.2. Магнитные цепи при постоянной МДС	259
9.3. Магнитные цепи при переменной МДС. Эквивалентный синусоидальный ток	263
9.4. Магнитная цепь при действии постоянной и переменной МДС	268
9.5. Комплексная магнитная проницаемость и комплексная индуктивность	269

Глава десятая. ТРАНСФОРМАТОРЫ И ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ

10.1. Однофазный трансформатор	272
10.1.1. Назначение трансформатора	272

10.1.2. Устройство трансформатора	273
10.1.3. Принцип действия трансформатора	274
10.1.4. Режимы работы трансформатора	276
10.1.5. Уравнения электрического и магнитного состояния трансформатора	278
10.1.6. Приведение параметров трансформатора и его схема замещения	280
10.1.7. Определение параметров схемы замещения трансформатора	283
10.1.8. Внешняя характеристика трансформатора	284
10.1.9. Потери и КПД трансформатора	286
10.1.10. Пример расчета трансформатора	287
10.2. Трёхфазные трансформаторы	289
10.2.1. Параллельная работа трансформаторов	292
10.3. Измерительные трансформаторы	292
10.4. Автотрансформатор	293
10.5. Электротермические установки	294
10.5.1. Классификация электротермических установок	294
10.5.2. Печи сопротивления	295
10.5.3. Трансформаторы для электротермических установок	296
10.5.4. Индукционные печи	297
10.5.5. Дуговые печи	298
10.5.6. Плазмотроны	300
Глава одиннадцатая. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ	
11.1. Общая характеристика электрических машин	302
11.2. Электрические машины переменного тока	303
11.2.1. Вращающееся магнитное поле ротора	303
11.2.2. Вращающееся магнитное поле статора	303
11.2.3. Результирующее магнитное поле	305
11.3. Асинхронные машины	306
11.3.1. Устройство трёхфазной асинхронной машины	306
11.3.2. Принцип действия асинхронного двигателя	307
11.3.3. Режимы работы асинхронной машины	308
11.3.4. Уравнения и схема замещения одной фазы асинхронной машины	308
11.3.5. Преобразование энергии в асинхронной машине	310
11.3.6. Механическая характеристика асинхронной машины	311
11.3.7. Способы пуска асинхронных двигателей	313
11.4. Синхронные машины	314
11.4.1. Устройство синхронной машины	314
11.4.2. Принцип действия синхронной машины	315
11.4.2.1. Синхронный двигатель	315
11.4.2.2. Синхронный генератор	316
11.4.3. Уравнения и схема замещения одной фазы синхронной машины	316
11.4.4. Векторные диаграммы синхронных машин	317
11.4.5. Момент синхронного двигателя	319
11.4.6. Схемы пуска	319
11.5. Машины постоянного тока	321
11.5.1. Устройство машин постоянного тока	321
11.5.2. Принцип действия машин постоянного тока	322
11.5.3. Генератор постоянного тока	323
11.5.3.1. Генератор с независимым возбуждением	323
11.5.3.2. Генераторы с параллельным возбуждением	325
11.5.3.3. Генераторы со смешанным возбуждением	326
11.5.4. Двигатель постоянного тока	327
11.5.4.1. Двигатели с независимым возбуждением	327

11.5.4.2. Двигатели постоянного тока с параллельным, последовательным и смешанным возбуждением	330
11.6. Сравнительные характеристики и области применения электрических машин	334
11.7. Выбор электрических двигателей	335
11.7.1. Общие положения	335
11.7.2. Нагрев и охлаждение двигателя	337
11.7.3. Режимы работы электрических двигателей	339
11.7.4. Выбор двигателя по мощности при продолжительном режиме работы	340
11.7.5. Выбор двигателя для повторно-кратковременного режима работы	346
11.7.6. Выбор двигателя для кратковременного режима работы	347
11.7.7. Единые серии асинхронных двигателей	348
Глава двенадцатая. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ	
12.1. Измерительные приборы	350
12.1.1. Основные понятия и определения	350
12.1.2. Характеристики и параметры средств измерения	351
12.1.3. Условные обозначения, наносимые на шкалу измерительных приборов	354
12.1.4. Электромеханические измерительные преобразователи	356
12.2. Методы измерения	359
12.2.1. Измерение тока	359
12.2.2. Измерение напряжения	361
12.2.3. Измерение мощности и энергии	363
12.2.4. Прямые методы измерения сопротивления резистора	364
12.2.5. Компарирующие методы измерений	366
12.2.6. Резонансный метод измерения параметров катушек индуктивности и конденсаторов	369
12.3. Цифровые измерительные приборы	371
12.3.1. Квантование и дискретизация непрерывных величин	371
12.3.2. Цифровые вольтметры	377
12.3.3. Цифровые мультиметры	384
12.3.4. Универсальный RLC-метр Agilent	385
12.3.5. Счётчики электрической энергии	387
12.3.6. Цифровые частотомеры	387
Приложения	
Приложение 1. Буквенные обозначения и единицы основных величин в электротехнике	392
Приложение 2. Физические законы и основные понятия	394
Приложение 3. Математические понятия, применяемые в электротехнике	397
Приложение 4. Маркировка полупроводниковых приборов	398
Приложение 5. Система обозначений ИМС	399
Приложение 6. Основные технические данные некоторых серийных асинхронных электродвигателей общего применения	402
Список литературы	406
Предметный указатель	407